

ÉCOLE DOCTORALE 353

Im2np - Equipe Signaux et Systèmes

THÈSE présentée par :

Grégory JULIEN

soutenue le : **05 décembre 2012**

pour obtenir le grade de Docteur en
Sciences pour l'ingénieur : Mécanique, Physique, Micro et Nanoélectronique
Spécialité : Acoustique

Filtrage Stochastique
et amélioration des performances des systèmes
de positionnement d'engins sous-main en milieu bruyant

THÈSE dirigée par :

M COURMONTAGNE Philippe Enseignant-Chercheur (HDR), ISEN Toulon

JURY :

M. REFREGIER Philippe	Professeur, Institut Fresnel
M. SINTES Christophe	Maître de conférence (HDR), Télécom Bretagne
M. HERMAND Jean-Pierre	Professeur, Ecole polytechnique de Bruxelles
M. JAUFFRET Claude	Professeur, Université du Sud Toulon Var
M. COURMONTAGNE Philippe	Enseignant-Chercheur (HDR), ISEN Toulon
Mme. BOUHIER Marie-Edith	Docteur-Ingénieur, Ifremer
M ARGENTINO. Jean-François	Ingénieur, OSEAN.SAS

Université du Sud Toulon Var

THÈSE

présentée pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DU SUD TOULON VAR

Spécialité : Traitement du Signal

École doctorale : ED 353

Filtrage stochastique et amélioration des performances des systèmes de positionnement d'engins sous-marins en milieu bruyant

Par Grégory JULIEN

à présenter et soutenir publiquement le 05 décembre 2012, devant un jury composé de :

Rapporteurs :	P. REFRÉGIER	Professeur	Institut Fresnel
	C. SINTÈS	Maître de Conférence (HDR)	Télécom Bretagne
Examineurs :	J. P. HERMAND	Professeur	Ecole polytechnique de Bruxelles
	C. JAUFFRET	Professeur	USTV
Directeur de thèse :	P. COURMONTAGNE	Enseignant-Chercheur (HDR)	ISEN Toulon
Co-directrice de thèse :	M-E. BOUHIER	Docteur-Ingénieur	Ifremer
Invités :	J. F. ARGENTINO	Ingénieur	OSEAN.SAS

Table des matières

Glossaire des acronymes	xix
Glossaire des notations	xxiii
Avant-propos	xxvii
Introduction	1
I A propos du positionnement acoustique d'engins sous-marin	7
I.1 Généralités sur le Positionnement Acoustique	8
I.1.1 Introduction	8
I.1.2 Systèmes du type "Base Longue"	8
I.1.3 Systèmes du type "Base Courte"	9
I.2 Critères de performances des systèmes de positionnement	11
I.2.1 Limite de portée	11
I.2.2 Dispersion de la position	11
I.3 Principes de fonctionnement	12
I.3.1 Généralités	12
I.3.2 Distance-mètrie	12

TABLE DES MATIÈRES

I.3.3	Goniométrie	14
I.3.4	Emission : Conception de signaux	15
I.3.5	Chaîne de réception - Principes	18
I.4	Etat de l'art des techniques de traitement pour le positionnement acoustique sous-marin :	24
I.4.1	Signaux MFSK :	24
I.4.2	Compression d'Impulsion :	24
I.4.3	Détecteurs pour le positionnement acoustique sous-marin :	25
I.5	Conclusion et précisions sur la problématique de la thèse	28
II	Compression d'Impulsion Classique	31
II.1	Introduction	32
II.2	Filtrage Adapté sous conditions optimales	32
II.2.1	Rapport Signal à Bruit (RSB)	32
II.2.2	Expression du Filtre Adapté	34
II.2.3	Caractéristiques du lobe principal obtenu après Filtrage Adapté	34
II.2.4	Estimation optimale de la date d'arrivée du signal utile	36
II.3	Expérimentations, cas où le signal est déterministe et le bruit est blanc	43
II.3.1	A propos du Bruit blanc	43
II.3.2	Estimation pratique du RSB en sortie de la Compression d'Impulsion	44
II.3.3	Expérimentations avec un signal du type $p_1(t)$	44
II.4	Influence du non-respect des hypothèses d'application du Filtrage Adapté	46
II.4.1	Généralités	46
II.4.2	Incidence d'un signal utile non déterministe	47
II.4.3	Caractérisation du bruit en acoustique sous-marine	53
II.4.4	Influence du bruit sur la Compression d'Impulsion, application sous-marine	56
II.4.5	Conclusion	59

III Compression d'Impulsion via le Filtrage Adapté Stochastique (SMF-PC)	63
III.1 Introduction	64
III.2 Filtrage Adapté Stochastique	65
III.2.1 Généralités	65
III.2.2 Décomposition d'un signal aléatoire	65
III.2.3 Décomposition simultanée de 2 fonctions aléatoires	66
III.2.4 Résolution numérique	68
III.2.5 Le filtre 'h' :	69
III.2.6 Application au débruitage d'une observation polluée par un bruit blanc gaussien	74
III.3 Compression d'Impulsion basée sur le FAS, le SMF-PC	75
III.3.1 Généralités	75
III.3.2 Approche théorique	76
III.4 Expérimentations et mesures	78
III.4.1 Essais sur signaux composé d'un signal utile déterministe et d'un bruit blanc	78
III.4.2 Essais sur signaux acquis en mer, DIVACOU 2010	82
III.5 Bilan	86
III.5.1 Abaisse le niveau de bruit moyen	86
III.5.2 Dépendance du taux de réduction du bruit en fonction du RSB en entrée	86
III.5.3 Domaine applicatif de la méthode SMF-PC	88
III.6 Conclusion et recours aux techniques Temps-Fréquence	88
 IV Compression d'Impulsion via le couplage de techniques Temps-Fréquence et du Filtrage Adapté Stochastique (WV-SMF-PC)	 91
IV.1 Introduction	92
IV.2 Temps-fréquence	92
IV.2.1 Filtrage Adapté Temps-Fréquence (FATF)	92
IV.2.2 Estimation de la puissance temps-fréquence	96

IV.3 Le WV-SMF-PC (Wigner Ville - Stochastic Matched Filter - Pulse Compression)	97
IV.3.1 Généralités	97
IV.3.2 Principe théorique	97
IV.3.3 Illustration du principe de fonctionnement du WV-SMF-PC	99
IV.4 Expérimentations et mesures	101
IV.4.1 Essais sur signaux composé d'un signal utile déterministe et d'un bruit blanc :	101
IV.4.2 Essais sur signaux acquis en mer, DIVACOU 2010	104
IV.5 Bilan des compétences comparées des algorithmes SMF-PC et WV-SMF-PC	106
IV.5.1 Rappel des objectifs	106
IV.5.2 Transformée de Wigner-Ville et interférences	108
IV.6 Conclusion	110
V Une amélioration du WV-SMF-PC, le Enhanced-WV-SMF-PC (E-WV-SMF-PC)	113
V.1 Introduction	114
V.2 Généralités	115
V.2.1 Plan temps-fréquence de signaux MFSK	115
V.2.2 Décomposition atomique	116
V.3 Enhanced-WV-SMF-PC (E-WV-SMF-PC)	121
V.3.1 Principe	121
V.3.2 Essais sur signaux simulés	122
V.3.3 Cas d'un chirp, essais sur signaux réels	127
V.3.4 Prise en compte d'une erreur de modèle	129
V.4 Performances du récepteur E-WV-SMF-PC, application à un problème de détection	131
V.4.1 Généralités	131
V.4.2 Cas d'un signal déterministe et d'un bruit blanc gaussien :	131
V.4.3 Cas d'un signal impacté d'un effet Doppler (de 0.05) et d'un bruit issus d'une acquisition en mer :	133

V.5	Appréciation du gain en portée maximale d'un système de positionnement sur une exemple concret	134
V.5.1	Contexte	134
V.5.2	Résultats	135
V.6	Proposition d'un détecteur associé au E-WV-SMF-PC	138
V.6.1	CFAR	138
V.6.2	Simulations à partir de signaux synthétiques	138
V.6.3	Simulations à partir d'une observation acquise en mer	139
V.7	Conclusion	141
Conclusion		145
A Figures du chapitre III		155
B Figures du chapitre V		161

TABLE DES MATIÈRES

Table des figures

I.1	Géométrie du positionnement type Base Longue.	9
I.2	Géométrie du positionnement type Base Courte.. . . .	10
I.3	Géométrie du positionnement type Base Ultra-Courte.. . . .	10
I.4	Mise en oeuvre d'un système de positionnement du type BUC.. . . .	12
I.5	Illustration du principe d'un distance-mètre.	13
I.6	Illustration du principe d'un goniomètre reposant sur le Filtrage Adapté (exemple de l'estimation du gisement Ω_2).. . . .	15
I.7	Caractéristiques du signal $p_1(t)$	17
I.8	Caractéristiques du signal $p_2(t)$	17
I.9	chaîne de traitements classique.. . . .	18
I.10	Illustration de l'effet Filtrage Adapté sur le signal $p_1(t)$ sans présence de bruit.	19
I.11	Lois de probabilité $\mathcal{P}(Z H_0)$ en bleu et $\mathcal{P}(Z H_1)$ en rouge. Les seuils ξ sont représenté en trait interrompus noirs.	20
I.12	Détection à partir de l'observation, pour un RSB en entrée de 20 dB et une P_{FA} de 10^{-4} où l'observation est représentée en noir et les seuils de détection en rouge.	22
I.13	Détection à partir de l'observation, pour un RSB en entrée de 0 dB et une P_{FA} de 10^{-4} où l'observation est représentée en noir et les seuils de détection en rouge.	23

TABLE DES FIGURES

I.14	Illustration de la fréquence instantanée d'un signal MFSK. <i>tiré de [PEN10]</i>	24
I.15	Détection sur un signal simulé (bruit blanc gaussien). RSB = 20 dB, $P_{fa} = 10^{-4}$ où le seuil est représenté en rouge.	26
I.16	Détection sur un signal simulé (bruit blanc gaussien) comportant des non stationnarités. RSB = 10 dB, $P_{fa} = 10^{-4}$ où le seuil est représenté en rouge.	27
I.17	Détection sur un signal réel comportant des non-stationnarités. $P_{fa} = 10^{-4}$ où le seuil est représenté en rouge.	28
II.1	Superposition de la sortie du filtrage adapté expérimentale en rouge et de son modèle mathématique en bleu.	35
II.2	Densité Spectrale de Puissance d'un bruit blanc dans la bande 14.5 – 17.5 kHz.. . . .	43
II.3	Signal $p_1(t)$ superposé (à $t = 1$ s) à un bruit blanc gaussien avec un Rapport Signal à Bruit de 20 dB.	45
II.4	Sortie de la Compression d'Impulsion lorsque l'observation correspond à la figure II.3 présentant un RSB en sortie de 19.37 dB.	45
II.5	Signal $p_1(t)$ superposé (à $t = 1$ s) à un bruit blanc gaussien avec un Rapport Signal à Bruit de 5 dB.	45
II.6	Sortie de la Compression d'Impulsion lorsque l'observation correspond à la figure II.5 présentant un RSB en sortie de 11.87 dB.	45
II.7	Compression d'Impulsion avec un taux Doppler de $\eta = 1.003$. En rouge est représenté le module de l'autorrélation du signal $p(t)$ et en noir l'intercorrélation entre le signal $p_\eta(t)$ impacté d'un effet Doppler η et la référence $p(t)$	49
II.8	Compression d'Impulsion avec un taux Doppler de $\eta = 1.05$. En rouge est représenté le module de l'autorrélation du signal $p(t)$ et en noir l'intercorrélation entre le signal $p_\eta(t)$ impacté d'un effet Doppler η et la référence $p(t)$	49
II.9	Biais expérimental sur la position du maximum de la sortie du FA en bleu et biais théorique obtenu par (II.26) en rouge.. . . .	51
II.10	Atténuation de l'amplitude du lobe principal en sortie du Filtre Adapté.	52

II.11	Atténuation de l'amplitude du lobe principal en sortie du Filtre Adapté.	52
II.12	Bruit ambiant tel que mesuré par Wenz (<i>d'après http://www.dosits.org</i>)	54
II.13	Densité de Probabilité d'un bruit de mer acquis lors des essais DIVACOU4 (2010), acquis au travers d'un filtre passe-bande [10 kHz - 20 kHz].	56
II.14	Observation polluée par un bruit blanc synthétique ($s_1(t)$), RSB = 10 dB.	57
II.15	Observation polluée par un bruit de mer réel contenant des bruit impulsionnels ($s_2(t)$), RSB = 10 dB...	57
II.16	Résultat de la Compression d'Impulsion sur les observations $s_1(t)$ en noir et $s_2(t)$, en rouge.	58
II.17	Observation $s_3(t)$ composée du signal $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer présentant de fortes non-stationnarités (présence d'un bruit d'hélice). Rapport Signal à Bruit : 0 dB. .	58
II.18	Signal $s_3(t)$ après Compression d'Impulsion (référence : $p_1(t)$)...	59
III.1	Comportement du filtre "h". En rouge : DSP du bruit ; en bleu : DSP du signal utile ; en noir : gabarit du filtre "h" pour $Q = 1$	72
III.2	Comportement du filtre "h". En rouge : DSP du bruit ; en bleu : DSP du signal utile ; en noir : gabarit du filtre "h" pour $Q = 4$	73
III.3	Comportement du filtre "h". En rouge : DSP du bruit ; en bleu : DSP du signal utile ; en noir : gabarit du filtre "h" pour $Q = 10$	73
III.4	Observation polluée par un bruit blanc gaussien et contenant le signal $p_2(t)$ à 0.15 s. $RSB = 0$ dB...	74
III.5	Observation III.4 filtrée et évolution du nombre Q d'éléments propres mis en jeu.	75
III.6	Schéma de principe du SMF-PC.	77
III.7	Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque l'observation présente un RSB de 20 dB.	79
III.8	Evolution du nombre Q d'éléments propres mis en jeu et sortie du SMF-PC lorsque l'observation présente un RSB de 20 dB.	79
III.9	Lobes de cohérence obtenus en sortie de Compression d'Impulsion classique (noir) et du SMF-PC (vert) lorsque l'observation présente un RSB de 20 dB.	80

TABLE DES FIGURES

III.10	Observation composée d'un bruit blanc gaussien et d'un signal du type $p_1(t)$ présent vers 1 s avec un RSB de 0 dB. (A)	81
III.11	Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque l'observation présente un RSB de 0 dB. (A)	81
III.12	Observation composée d'un bruit blanc gaussien et d'un signal du type $p_1(t)$ présent vers 1 s avec un RSB de -5 dB. (A)	82
III.13	Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque l'observation présente un RSB de -5 dB. (A)	82
III.14	Navire océanographique Europe.	83
III.15	Observation opérationnelle (distance oblique de 1250 m). (A)	84
III.16	Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque la distance oblique est de 1250 m. (A)	84
III.17	Observation opérationnelle (distance oblique de 2136 m). (A)	85
III.18	Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque la distance oblique est de 2136 m. (A)	85
III.19	Mise en évidence du fonctionnement "TOUT-OU-RIEN" du SMF-PC en fonction du RSB disponible en entrée et en fonction du taux Doppler impactant le signal.	87
IV.1	Représentation de WV du signal $p(t)$ notée $\mathbf{P}^{WV}(t, \nu)$	95
IV.2	Référence temps-fréquence associée au signal $p(t)$ notée $\mathbf{M}(t, \nu)$	95
IV.3	Comparaison FA classique avec le FATF.	95
IV.4	Fenêtre d'étude temps-fréquence d'une portion de la zone de bruit.	99
IV.5	Fenêtre d'étude temps-fréquence associée à la figure IV.4 obtenue après filtrage.	99
IV.6	Fenêtre d'étude temps-fréquence de la zone utile.	100
IV.7	Fenêtre d'étude temps-fréquence associé à la figure IV.6 obtenue après filtrage.	100
IV.8	Observation synthétique ($RSB = 10$ dB)	101
IV.9	Résultats du FA, SMF-PC et WV-SMF-PC ($RSB_{IN} = 10$ dB).	102

IV.10	Observation synthétique ($RSB = -10$ dB).	103
IV.11	Résultats du FA (en noir), SMF-PC (en vert) et WV-SMF-PC (en rouge), obtenus à partir de l'observation IV.10.	103
IV.12	Résultats du FA (noir), SMF-PC (vert) et WV-SMF-PC (rouge) lorsque la distance oblique est de 1250 m.	104
IV.13	Résultats du FA (noir), SMF-PC (vert) et WV-SMF-PC (rouge) lorsque la distance oblique est de 2136 m.	105
IV.14	Représentation de WV du signal $Z(t)$ ($\mathbf{Z}^{WV}(t, \nu)$).	109
IV.15	Interférences générées par la transformée de WV sur la figure IV.14 ($\mathbf{Z}_I^{WV}(t, \nu)$). . . .	109
IV.16	Schéma de principe de l'implémentation du WV-SMF-PC en architecture parallèle (exemple avec 4 processeurs).	111
V.1	Représentation de WV du signal $p_3(t)$	115
V.2	Représentation de WV du signal $p_3(t)$, $\mathbf{P}_3^{WV}(t, \nu)$	116
V.3	Représentation par décomposition atomique du signal $p(t)$, $\mathbf{P}^{A-WV}(t, \nu)$	119
V.4	Représentation de l'observation III.15 (lorsque le signal utile est présent) par transformée de WV classique. Le cercle blanc désigne une interférence.	120
V.5	Représentation de l'observation III.15 (lorsque le signal utile est présent) par décomposition atomique. L'interférence présente sur la figure V.4 n'est pas générée.	120
V.6	Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit blanc ($RSB = 0$ dB). (cf. B)	122
V.7	Résultat obtenu à partir de l'observation V.6 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)	122
V.8	Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer ($RSB = 10$ dB). (cf. B)	123
V.9	Résultats obtenu à partir de l'observation V.8 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)	123

TABLE DES FIGURES

V.10	Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = 0 dB). (cf. B)	124
V.11	Résultats obtenus à partir de l'observation V.10 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)	124
V.12	Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = -10 dB). (cf. B)	124
V.13	Résultat obtenu à partir de l'observation V.12 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)	124
V.14	Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = 20 dB). (cf. B)	125
V.15	Résultats obtenus à partir de l'observation V.14 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)	125
V.16	Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = 0 dB). (cf. B)	125
V.17	Résultats obtenus à partir de l'observation V.16 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)	125
V.18	Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = -5 dB). (cf. B)	126
V.19	Résultats obtenus à partir de l'observation V.18 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)	126
V.20	Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = 5 dB). (cf. B)	127
V.21	Résultats obtenus à partir de l'observation V.20 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)	127
V.22	Observation opérationnelle (distance oblique de 1250 m). (cf. B)	128

V.23	Résultats de la Compression d'Impulsion classique (noir), du WV-SMF-PC (gris) et du E-WV-SMF-PC (rouge) sur l'observation V.22. (cf. B)	128
V.24	Observation opérationnelle (distance oblique de 2136 m). . (cf. B)	129
V.25	Résultats de la Compression d'Impulsion classique (noir), du WV-SMF-PC (gris) et du E-WV-SMF-PC (rouge) sur l'observation V.24. (cf. B)	129
V.26	Représentation temps-fréquence d'une erreur de pente de modulation due un fort effet Doppler.	130
V.27	Courbes de performances obtenues à partir d'observations composées d'un signal déterministe ($p_1(t)$) et d'un bruit blanc gaussien. En noir, nous présentons la courbe associée à la Compression d'Impulsion classique, en rouge celle associée au E-WV-SMF-PC, toutes deux calculées à probabilité de fausse alarme constante de 10^{-3}	132
V.28	Courbes de performances obtenues à partir d'observations composées d'un signal impacté d'un taux Doppler ($\eta = 0.05$) et d'un bruit coloré issu d'une acquisition en mer. En noir, nous présentons la courbe associée à la Compression d'Impulsion classique, en rouge celle associée au E-WV-SMF-PC, toutes deux calculées à probabilité de fausse alarme constante de 10^{-3}	133
V.29	Observation munie d'un RSB de 1 dB. (cf. B)	135
V.30	Résultats de la Compression d'Impulsion classique, en noir et de l'E-WV-SMF-PC en rouge, obtenus à partir de la figure V.29. (cf. B)	135
V.31	Observation munie d'un RSB de 1 dB. (cf. B)	136
V.32	Résultats de la Compression d'Impulsion classique, en noir et de l'E-WV-SMF-PC en rouge, obtenus à partir de la figure V.31. En vert est représenté le seuil de détection. (cf. B)	136
V.33	Observation bruitée (RSB = 5 dB) perturbée par des bruit impulsionnels de forte puissance.	138
V.34	Résultat de la Compression d'Impulsion classique, en noir, obtenu à partir de l'observation V.33. Le seuil $\xi(t)$ est tracé en rouge. (cf. B)	139

TABLE DES FIGURES

V.35	Résultat de l'E-WV-SMF-PC, en gris, obtenu à partir de l'observation V.33. Le seuil $\xi(t)$ est tracé en rouge tandis que le seuil $\xi'(t)$ est tracé en vert. (cf. B)	139
V.36	Résultats, obtenus à partir de l'observation III.15, de la Compression d'Impulsion classique (noir) et de l'E-WV-SMF-PC (gris). En rouge et vert sont représentés respectivement les seuils adaptatifs $\xi(t)$ et $\xi'(t)$	140
A.2	Observation composée d'un bruit blanc gaussien et d'un signal du type $p_1(t)$ présent vers 1 s avec un RSB de 0 dB.	156
A.3	Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque l'observation présente un RSB de 0 dB.	156
A.4	Observation composée d'un bruit blanc gaussien et d'un signal du type $p_1(t)$ présent vers 1 s avec un RSB de -5 dB.	157
A.5	Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque l'observation présente un RSB de -5 dB.	157
A.6	Observation opérationnelle (distance oblique de 1250 m).	158
A.7	Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque la distance oblique est de 1250 m.	158
A.8	Observation opérationnelle (distance oblique de 2136 m).	159
A.9	Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque la distance oblique est de 2136 m.	159
B.1	Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit blanc (RSB = 0 dB).	162
B.2	Résultat obtenu à partir de l'observation V.6 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).	162
B.3	Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = 10 dB).	163
B.4	Résultats obtenu à partir de l'observation V.8 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).	163

B.5	Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = 0 dB).	164
B.6	Résultats obtenus à partir de l'observation V.10 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).	164
B.7	Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = -10 dB).	165
B.8	Résultat obtenu à partir de l'observation V.12 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).	165
B.9	Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = 20 dB).	166
B.10	Résultats obtenus à partir de l'observation V.14 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).	166
B.11	Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = 0 dB).	167
B.12	Résultats obtenus à partir de l'observation V.16 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).	167
B.13	Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = -5 dB).	168
B.14	Résultats obtenus à partir de l'observation V.18 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).	168
B.15	Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = 5 dB).	169
B.16	Résultats obtenus à partir de l'observation V.20 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).	169
B.17	Observation opérationnelle (distance oblique de 1250 m).	170
B.18	Résultats de la Compression d'Impulsion classique (noir), du WV-SMF-PC (gris) et du E-WV-SMF-PC (rouge) sur l'observation V.22.	170

TABLE DES FIGURES

B.19	Observation opérationnelle (distance oblique de 2136 m).	171
B.20	Résultats de la Compression d'Impulsion classique (noir), du WV-SMF-PC (gris) et du E-WV-SMF-PC (rouge) sur l'observation V.24.	171
B.21	Observation munie d'un RSB de 1 dB.	172
B.22	Résultats de la Compression d'Impulsion classique, en noir et de l'E-WV-SMF-PC en rouge, obtenus à partir de la figure V.29.	172
B.23	Observation munie d'un RSB de 1 dB.	173
B.24	Résultats de la Compression d'Impulsion classique, en noir et de l'E-WV-SMF-PC en rouge, obtenus à partir de la figure V.31. En vert est représenté le seuil de détection. . .	173
B.25	Résultat de la Compression d'Impulsion classique, en noir, obtenu à partir de l'observation V.33. Le seuil $\xi(t)$ est tracé en rouge.	174
B.26	Résultat de l'E-WV-SMF-PC, en gris, obtenu à partir de l'observation V.33. Le seuil $\xi(t)$ est tracé en rouge tandis que le seuil $\xi'(t)$ est tracé en vert.	174

Glossaire des acronymes

BC	: Base Courte
BCR	: Borne de Cramér Rao
BUC	: Base Ultra Courte
BL	: Base Longue
CAN	: Convertisseur Analogique-Numérique
CFAR	: Constant False Alame Rate
DCT	: Discrete Cosine Transform (transformée en cosinus discrète)
E-WV-SMF-PC	: Enhanced - Wigner Ville - Stochastic Matched Filter - Pulse Compression
FA	: Filtrage Adapté (MF : Matched Filter)
FAS	: Filtrage Adapté Stochastique (SMF : Stochastic Matched Filter)
FATF	: Filtrage Adapté Temps-Fréquence
GT	: Gain de Traitement
MAP	: <i>Maximum A Posteriori</i>
MF	: voir FA
NP	: Neyman-Pearson

PWV	:	Pseudo Wigner Ville
PWVL	:	Pseudo Wigner Ville Lissée
RADAR	:	Radio Detection And Ranging
RSB	:	Rapport Signal à Bruit
SMF	:	voir FAS
SMF-PC	:	Stochastic Matched Filter - Pulse Compression
SONAR	:	SOund Navigation And Ranging
WV	:	Wigner-Ville
WV-SMF-PC	:	Wigner Ville - Stochastic Matched Filter - Pulse Compression

Glossaire des notations

$x(t)$: signal déterministe quelconque
$\tilde{x}(t)$: approximation du signal $x(t)$
$x[k]$: signal $x(t)$ échantillonné
x	: voir $x[k]$
$X(t)$: signal aléatoire quelconque
$X[k]$: signal aléatoire échantillonné
$\mathbf{X}^{WV}(t, \nu)$: représentation temps-fréquence du signal $x(t)$ obtenu au moyen de la distribution de WV
$\mathbf{X}^{WV}(k, v)$: version échantillonnée de $\mathbf{X}^{WV}(t, \nu)$
ξ	: seuil de détection (NP)
$\xi(t)$: seuil adaptatif de détection (CFAR)
$z(t)$: observation bruitée
$p(t)$: signal utile
Ω_1	: site
Ω_2	: gisement

D	: distance oblique
d	: distance séparant les hydrophones de l'antenne de réception
c	: célérité du son dans le milieu
$\log_{10}(\cdot)$: logarithme décimal
θ	: retard de propagation
$\hat{\theta}$: estimé de θ
T	: durée du signal utile
$\Delta\nu$: largeur de bande du signal utile
ν_0	: fréquence centrale du signal utile
P_D	: probabilité de détection
P_{FA}	: probabilité de fausse alarme
$\Lambda[\cdot]$: rapport de vraisemblance
$\rho_e(t)$: RSB instantané en entrée
$\rho_s(t)$: RSB instantané en sortie
\cdot^*	: opérateur conjugué
\cdot^T	: opérateur transposé
\cdot^H	: opérateur transposé complexe
η	: taux Doppler
$E\{\cdot\}$: opérateur espérance mathématique
Q	: nombre d'éléments propres donné par la théorie du FAS (peut dépendre du temps)
$\mathbf{M}(t, \nu)$: masque temps-fréquence utilisé pour le FATF, le WV-SMF-PC et le E-WV-SMF-PC

Avant-propos

Cette thèse est le fruit de la collaboration entre le laboratoire Im2np et nos partenaires industriels que sont l'Ifremer ainsi que OSEAN.SAS. Par conséquent, les nouvelles méthodes présentées dans ce manuscrit sont issues d'une part, de la théorie du traitement du signal, et d'autre part de remarques pratiques, provenant de l'expérience acquise en opération. De fait, de nombreuses simulations ont été menées, celles-ci impliquant l'écriture numérique des concepts mathématiques sur lesquels s'appuient les solutions que nous proposons. Par souci de lisibilité, nous éviterons de faire appel aux écritures discrètes associées au domaine numérique, privilégiant les écritures dans le monde continu. L'équivalence entre ces deux mondes est alors obtenue en supposant la période d'échantillonnage unitaire.

Dans le même souci de clarté du document, nous proposons au lecteur les annexes A et B, contenant des agrandissements de certaines figures. Les figures présentent dans ces annexes, seront signalées dans le corps du manuscrit par l'expression "cf. A" ou "cf. B" en fin de légende.

Par ailleurs, le contexte de cette thèse repose sur l'amélioration des performances des récepteurs employés dans les systèmes de positionnement. Classiquement, les performances d'un tel récepteur sont décrites à l'aide de courbes COR, représentant la probabilité de détection en fonction de la probabilité de fausse alarme pour un RSB fixé en entrée. Cependant, le chapitre I, recentre la problématique sur l'amélioration de la Compression d'Impulsion en tant que

technique permettant l'amélioration du RSB de sortie, lorsque le RSB en entrée est tel que les méthodes classiques ne garantissent pas une probabilité de détection suffisante pour assurer le positionnement de l'engin considéré. Cette orientation des travaux, volonté de nos partenaires industriels, doit permettre l'augmentation de la portée des systèmes de positionnement acoustiques. Ainsi, ceci revient à souhaiter améliorer la probabilité de détection en fonction du RSB en entrée, à probabilité de fausse alarme fixée, et en particulier pour des RSB faibles (entre -20 dB et 0 dB). Tout au long du processus de recherche conduisant au développement d'une "nouvelle forme de Compression d'Impulsion" que nous présentons ici, nous utiliserons comme critère de validation des méthodes proposées, l'amélioration du RSB en sortie de traitement en vue de faciliter l'analyse des performances de nos méthodes. Nous présenterons toutefois au chapitre V une comparaison entre les performances (en termes d'augmentation de la probabilité de détection en fonction du RSB en entrée, pour une probabilité de fausse alarme fixée) de deux chaînes de traitement, l'une reposant sur l'utilisation de la Compression d'Impulsion classique et l'autre sur l'emploi de la "nouvelle forme de Compression d'Impulsion" que nous proposons dans ce document. Nous montrerons alors sans ambiguïté la relation directe existant entre l'amélioration du gain au niveau du RSB et l'amélioration de la probabilité de détection.

Introduction

L’Ifremer (Institut Français pour la Recherche et l’Exploitation de la MER), en collaboration avec la communauté scientifique, a pour mission d’enrichir notre connaissance des océans et de leurs ressources. À ces fins, l’institut dispose d’une flotte océanographique composée de navires et d’engins submersibles (habités ou non) pouvant évoluer jusqu’à 6000m d’immersion. Dans le contexte opérationnel, la position absolue d’un navire est délivrée par système satellite (GPS). Bien sûr, le positionnement d’un engin sous-marin par ce type de système est impossible. En effet, le caractère dissipatif du milieu, lié à la forte conductivité de l’eau de mer, fait que la propagation des signaux GPS n’est pas permise par le milieu sous-marin. La densité de ce milieu privilégiant la propagation des signaux acoustiques [GUI64], la solution retenue pour le positionnement sous-marin consiste à utiliser des signaux véhiculant des fréquences généralement comprises entre 10 kHz et 40 kHz. Ces systèmes dits "acoustiques" renseignent la position relative de l’engin immergé par rapport au navire support (porteur). Quel que soit le type de systèmes de positionnement utilisé, ses performances sont définies en termes de limite de portée et de résolution [BOU86]. Par limite de portée, on entend la distance oblique maximale à laquelle le système peut fournir une position. La résolution est quant à elle la capacité du système à distinguer deux positions adjacentes. A titre d’exemple, on peut citer le système POSIDONIA commercialisé par la société IXSEA. Ce système utilisé par l’Ifremer depuis 1992 est donné pour une immersion maximale de 6000m et une distance oblique maximale de 8000m. La précision donnée par le constructeur pour ce système (directement liée à la résolution) est de 0,3% de la

distance oblique [IXS10]. Il est important de noter que le contexte applicatif (état de mer, type de navire, engins, géométrie du relief sous-marin...), le bruit ambiant, les problèmes liés à la propagation sous-marine (multi-trajets, faible vitesse de propagation des ondes acoustiques...) et la présence d'un éventuel effet Doppler peuvent dégrader ces performances et nuire au bon déroulement des missions océanographiques [PEN10, MAM81]. Il est alors souhaitable d'améliorer les performances des systèmes de positionnement sous-marin en terme de limite de portée et de résolution, tout comme de s'affranchir des fluctuations liées au bruit pouvant entacher leur précision de localisation (robustesse face au bruit).

Historiquement, les systèmes de positionnement acoustiques empruntent une architecture dérivée de celle du SONAR et du RADAR. Un émetteur génère à une date connue (origine des temps) un signal bien défini. Après propagation dans le milieu, ce signal est reçu au niveau d'un capteur distant de la distance D à mesurer. Le récepteur étant capable de fournir la date d'arrivée (que l'on nomme θ_D) du signal et connaissant la célérité du son dans le milieu (notée c), la mesure acoustique de la distance D est obtenue par le produit $c \times \theta_D$. C'est le principe d'écholocation dont une approche rudimentaire était utilisée par les pêcheurs Phéniciens au Vème siècle av. J-C pour repérer des écueils dans le brouillard à l'aide du tintement d'une cloche [CAL03]. Ce principe, qu'il soit appliqué au SONAR, au RADAR ou à l'imagerie biomédicale, nécessite la détection du signal émis au sein d'une observation polluée par un bruit pouvant provenir du milieu, du porteur du système ou du système lui-même. Pour cela le contraste entre le niveau du signal à détecter et celui du bruit, que l'on appelle Rapport Signal à Bruit (RSB), doit être maximum. Classiquement, maximiser le RSB revient à effectuer une opération de corrélation entre le signal émis et le signal reçu. Lorsque le signal utilisé est un signal à modulation de fréquence, on parle de "Compression d'Impulsion". La Compression d'Impulsion, basée sur la théorie du Filtrage Adapté (FA), augmente de façon optimale le RSB lorsque le signal reçu est parfaitement identique au signal émis (signal déterministe) et lorsque le bruit est une réalisation d'un signal aléatoire gaussien et blanc (même puissance du bruit quelle que soit la fréquence). Une fois cette étape réalisée, un détecteur permet de conclure quant à la présence ou non du

signal d'intérêt et d'en déduire sa date d'arrivée.

Depuis 1953, où P.M. Woodward développa la théorie mathématique du RADAR dans [WOO80], de nombreux travaux dans le domaine du Traitement du Signal ont été consacrés à améliorer les performances de ces systèmes. L'étude et la conception de signaux aboutis ([BZ86], [MAM81]) ont permis de réduire l'impact de l'effet Doppler en sortie de traitement ou encore d'assurer la décorrelation entre les signaux provenant de plusieurs engins [PEN10]. Néanmoins, alors qu'il est indéniable que ce type de chaîne de traitements est tributaire de l'efficacité de la Compression d'Impulsion à améliorer le RSB, on constate que peu de travaux ont été directement dédiés à l'amélioration de cette technique [MOR02]. En effet, bien que la Compression d'Impulsion nécessite que le bruit soit blanc, il est bien connu que le bruit de mer est coloré, même dans la bande du signal. Quant au signal utile, plusieurs phénomènes physiques (erreurs électroniques, bandes passantes des transducteurs, effet du canal de propagation, effet Doppler...) imposent un *alea* au niveau de son amplitude mais aussi de sa fréquence instantanée. De fait, les conditions pratiques d'utilisation des systèmes n'assurent pas l'optimalité de la Compression d'Impulsion. Les travaux présentés dans ce mémoire, fruits de trois années de recherche, s'inscrivent dans l'objectif d'étendre les hypothèses d'application de la Compression d'Impulsion aux conditions réelles (bruit coloré, signal aléatoire).

Le présent rapport de thèse est composé de cinq chapitres dont le premier est consacré à l'étude de la problématique du positionnement acoustique des engins sous-marins. Après un bref état de l'art des méthodes de Traitement du Signal utilisées aujourd'hui dans les systèmes de positionnement acoustique, nous nous focaliserons au second chapitre sur une description de la technique de Compression d'Impulsion, le présentant dans des conditions d'application optimales et sous-optimales. Le chapitre trois consiste en l'élaboration d'une première amélioration de la Compression d'Impulsion. Nous proposerons alors un nouveau schéma de Compression d'Impulsion, le Stochastic Matched Filter - Pulse Compression (SMF-PC) basé sur le Filtrage Adapté Stochastique (FAS). Ses performances seront données relativement à celles obtenues par

la Compression d'Impulsion classique à partir d'expérimentations sur des observations simulées d'une part, et collectées en mer d'autre part. Un quatrième chapitre est destiné à l'amélioration du SMF-PC dans le cas où le signal et le bruit ne sont pas stationnaires. Pour ce faire nous avons recours à l'utilisation de techniques Temps-Fréquence compatibles avec l'étude de tels signaux. Cette nouvelle technique de Compression d'Impulsion, appelée Wigner Ville - Stochastic Matched Filter - Pulse Compression (WV-SMF-PC), est à titre de comparaison, confrontée aux mêmes expérimentations que celles effectuées au chapitre II sur le SMF-PC. Dans une optique constante d'amélioration des performances des algorithmes présentés dans ce rapport, nous proposerons au chapitre V, une façon astucieuse de générer le plan temps-fréquence à partir d'une décomposition de l'observation sur une base judicieusement choisie, permettant de repousser certaines limites du WV-SMF-PC, créant ainsi l'Enhanced-WV-SMF-PC (E-WV-SMF-PC). Une partie de ce dernier chapitre sera consacrée à l'appréciation du gain en portée maximale d'un système de positionnement simplifié reposant sur l'utilisation de l'E-WV-SMF-PC, en comparaison avec une chaîne basée sur la Compression d'Impulsion classique. Nous présenterons alors une comparaison des courbes de performances (probabilité de détection en fonction du RSB entrée, à probabilité de fausse alarme fixée) sous les hypothèses de bruit blanc gaussien, de signal déterministe, puis de bruit coloré et de signal impacté d'un effet Doppler (afin de dégrader les conditions d'application classiques). Nous proposons également une ébauche d'un outil de détection adapté au E-WV-SMF-PC. Pour finir, nous résumerons les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse et nous ferons le point sur les perspectives à venir, de recherche et industrielles, concernant les méthodes développées.

A propos du positionnement acoustique d'engins sous-marin

I.1 Généralités sur le Positionnement Acoustique

I.1.1 Introduction

En vue de mener à bien les opérations scientifiques dont il a la charge, l'Ifremer dispose d'engins sous-marins (AUV, ROV, sous-marin habité) qui peuvent, pour certains, être déployés jusqu'à 6000m de profondeur. Ainsi, le positionnement d'engins sous-marins est essentiel lors des missions opérationnelles. Toutefois, les signaux électromagnétiques ne se propageant pas dans le milieu marin, l'utilisation des systèmes GPS est proscrite. Les solutions utilisées exploitent alors les propriétés avantageuses de propagation des signaux acoustiques dans le milieu marin [GUI64]. D'un point de vue historique, le premier positionnement par acoustique a été utilisé pour l'ancrage dynamique du navire le PELICAN, dans le cadre du forage pétrolier offshore en 1972, par C.Leroy [LER73]. Depuis, ces systèmes sont sujet à une constante évolution visant à accroître leurs performances [PEN10, DLF02, UAP97, VIC98, AID04, GZI12]. On distingue deux familles de systèmes de positionnement acoustique en fonction de leur géométrie, les systèmes de type "Base Longue" et ceux de type "Base Courte".

I.1.2 Systèmes du type "Base Longue"

Les systèmes "Base Longue", sont conçus pour positionner plusieurs engins ou structures sous-marines de façon simultanée. Ces systèmes peuvent être configurés pour fonctionner avec un (ou plusieurs) navire support, et un (ou plusieurs) véhicule sous-marin travaillant dans un champ opérationnel bien défini. Le déploiement d'un tel système consiste à déposer sur le fond au moins trois balises acoustiques délimitant la zone d'intervention (figure I.1). Piloté par un coffret de télémétrie, un module acoustique émet une impulsion. Cette dernière est captée par le récepteur d'une balise répondeuse (appelé aussi "transpondeur") qui retourne en réponse un signal au module acoustique. De la mesure du temps de parcours des trajets aller-retour et, tenant compte des temps de réponse des appareils, les distances entre le mobile et les balises sont calculées. Cette technique a l'avantage d'offrir une grande répétabilité de positionnement.

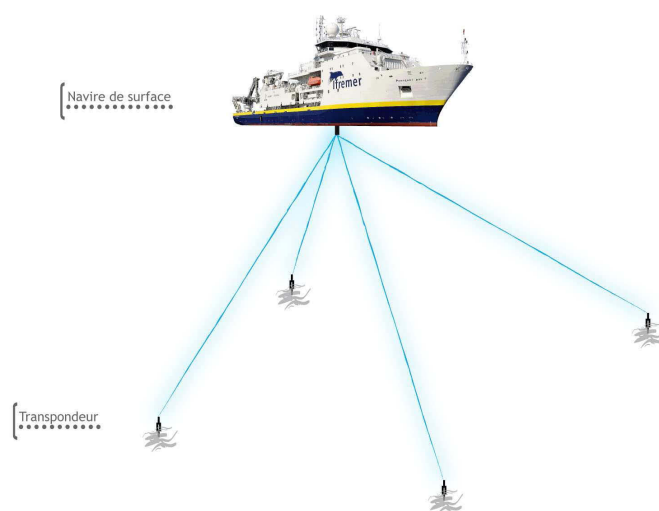


FIGURE I.1 – Géométrie du positionnement type Base Longue.

I.1.3 Systèmes du type "Base Courte"

Les systèmes "Base Courte" fonctionnent suivant une géométrie inverse au principe Base Longue comme l'illustre la figure I.2. Au moins trois hydrophones et un transducteur (émetteur) sont placés sous le navire support et reliés au coffret de télémétrie qui pilote le système. L'engin à positionner est, quant à lui, équipé d'une balise répondeuse. Un signal d'interrogation est émis depuis le navire. Après interprétation, la balise mobile (que l'usage appelle "balise engin") répond à ce signal. Les mesures de temps de parcours aller-retour ainsi que les écarts de temps au niveau des hydrophones de réception permettent de déduire distance et direction. Ce système a l'avantage de ne pas nécessiter le déploiement de transpondeurs sur le fond avant le travail sur zone. Toutefois, les hydrophones placés sous le navire sont soumis au tangage, au roulis et aux bruits générés par le porteur. Ces systèmes calculent la position en combinant la distance acoustique, le site et le gisement avec les informations données par le navire qui sont le cap, la verticale (tous deux fournis par une centrale inertielle) et l'information GPS.

Un système du type Base Ultra Courte (BUC), présenté par la figure I.3 est une variante du système Base Courte dans laquelle les hydrophones sont regroupés en une seule base compacte

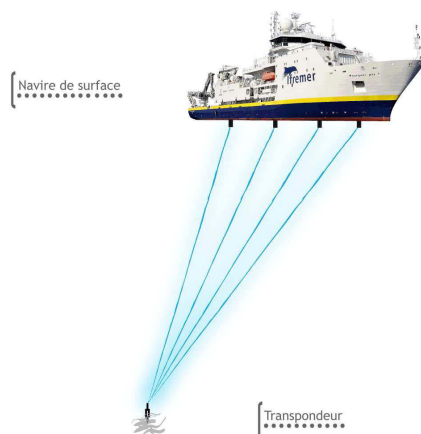


FIGURE I.2 – Géométrie du positionnement type Base Courte.



FIGURE I.3 – Géométrie du positionnement type Base Ultra-Courte.

(environ $\leq 1\text{m}$ de diamètre). D'une mise en œuvre aisée, les systèmes BUC ont rendu obsolètes les systèmes BC. En pratique, les caractéristiques, qui guident le choix d'un système de positionnement acoustique sont principalement sa limite de portée et sa dispersion, tout en tenant

compte de la géométrie de la zone de travail et des contraintes opérationnelles [BOU86].

I.2 Critères de performances des systèmes de positionnement

I.2.1 Limite de portée

La limite de portée ou "distance oblique pour laquelle le système demeure opérationnel" est assurément le critère de performance primordial des systèmes de positionnement acoustique. L'accroissement de la limite de portée est un double enjeu. Si, d'une part, il rend accessible de nouvelles immersions de travail, d'autre part, il est intéressant de pouvoir travailler en portée réduite avec une économie de puissance d'émission. En effet, le stockage de l'énergie est une problématique de premier plan. Ainsi, un gain en limite de portée peut être reporté sur une réduction de la masse de la balise acoustique.

I.2.2 Dispersion de la position

Considérons un engin sous-marin immobile. Dans le cadre des applications opérationnelles de l'Ifremer, il est d'usage de définir la dispersion de la position, souvent appelée "précision", par le rayon du cercle contenant 61% des positions estimées par le système. Cette erreur de mesure est le résultat d'une combinaison complexe de phénomènes physiques (géométrie de l'antenne, propagation acoustique, incidence du bruit). Pour le système POSIDONIA, commercialisé par la société IXSEA, le constructeur annonce une "précision" de 0.3% de la hauteur d'eau. En pratique, l'expérience montre que l'on atteint souvent une dispersion égale à 1% de la hauteur d'eau. Cet écart notable de performances entre les données constructeur et les mesures réalisées durant les opérations en mer découlent de la dégradation des conditions d'applications (météo, bruits, effets Doppler, mauvaise propagation...) inhérentes au contexte sous-marin [BZ86].

I.3 Principes de fonctionnement

I.3.1 Généralités

Les techniques de traitement du signal utilisées pour les systèmes de positionnement ont été initialement construites autour du FA, de l'interférométrie à corrélation et de l'étude des sonars biologiques des chauves-souris [SG12, HMP⁺03, BOU86].

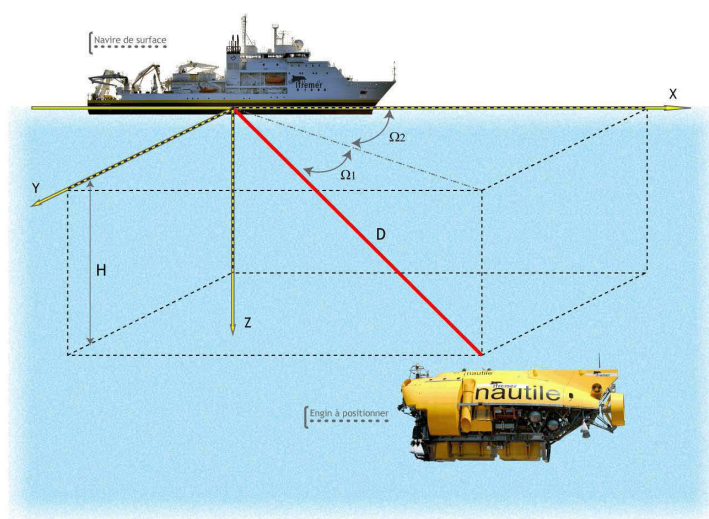


FIGURE I.4 – Mise en oeuvre d'un système de positionnement du type BUC.

D'après la figure I.4, estimer la position d'un engin sous-marin revient à estimer la distance oblique D le séparant du récepteur ainsi que les angles Ω_1 et Ω_2 représentatifs respectivement du site et du gisement existants entre le navire support et l'engin à positionner. Ces opérations sont réalisées par deux types de fonctions distinctes : la distance-mètrie et la goniométrie.

I.3.2 Distance-mètrie

Supposons qu'un sous-marin soit équipé d'une balise répondeuse. Le problème de la distance-mètrie consiste en l'estimation de la distance D qui sépare le sous-marin du bâtiment de surface. Un signal d'interrogation est émis depuis le navire. La balise y répond, après un temps de

traitement fixé (90 ms par exemple), par l'émission d'un signal dont on connaît parfaitement les caractéristiques (fréquence centrale, largeur de bande, durée, type de modulation). De plus, on suppose que la propagation des signaux acoustiques se fait sous les hypothèses de propagation géométrique [LUR98, GUI64] : les trajets acoustiques sont alors supposés rectilignes.

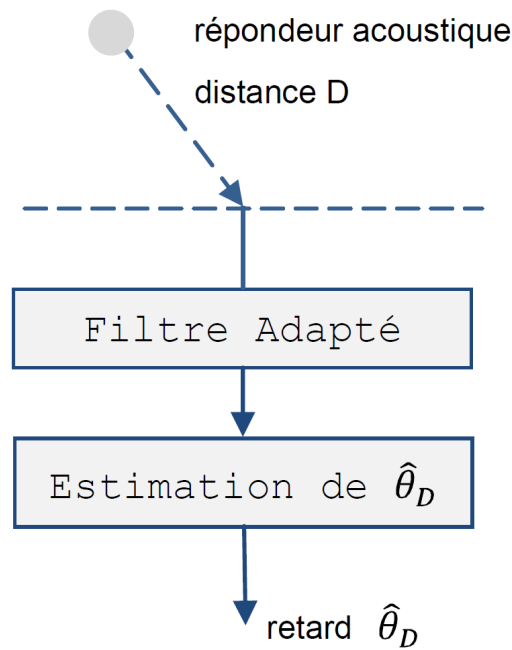


FIGURE I.5 – Illustration du principe d'un distance-mètre.

Au niveau du récepteur, la distance entre la balise et le navire support s'obtient à partir de l'estimation du temps de propagation, noté $\hat{\theta}_D$, nécessaire au signal pour parcourir le chemin balise - navire. L'estimé de la distance D (appelée usuellement *distance acoustique* ou encore *distance oblique*) est alors donnée par le produit du temps de propagation estimé $\hat{\theta}_D$, par la célérité c selon l'équation I.1 :

$$\hat{D} = \hat{\theta}_D \times c. \quad (\text{I.1})$$

En pratique, la célérité c est mesurée expérimentalement avant le déploiement du système à l'aide de sondes dédiées. Bien que les systèmes du type "Base Longue" nécessitent seulement l'estimation des distances inter-balises, la géométrie inversée des systèmes "Base Courte" et "Base Ultra Courte" impliquent l'estimation du site et du gisement, réalisée par goniométrie.

I.3.3 Goniométrie

Considérons arbitrairement le gisement Ω_2 existant entre le navire et la balise à positionner (l'obtention du site Ω_1 se faisant de manière similaire). On dispose alors d'une antenne munie de deux hydrophones. Leurs positions sont parfaitement connues et référencées par rapport au **référentiel navire**, ce dernier étant le repère orthogonal centré sur le centre de gravité du navire dont un axe correspond à la ligne de foi du navire.

De plus, on note d la distance connue entre ces deux capteurs (de l'ordre du mètre pour les systèmes du type BUC). Naturellement, les dates de réception du signal au niveau de chacun des deux capteurs sont différentes puisque distants de d . Notons de façon arbitraire $\hat{\theta}_1$ et $\hat{\theta}_2$ les temps de propagation correspondant à la distance balise - capteur parcourue par le signal émis par la balise répondeuse. Ainsi, moyennant l'estimation du retard $\hat{\theta} = \hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_2$, il est possible de déduire l'estimé du gisement selon :

$$\widehat{\Omega}_2 = \sin^{-1} \left(\frac{c}{d} \hat{\theta} \right), \quad (\text{I.2})$$

et respectivement du gîte en fonction de l'orientation de la ligne inter-capteurs. On retiendra la forte dépendance de ce procédé vis à vis de la qualité de l'estimation des temps de propagation des signaux acoustiques.

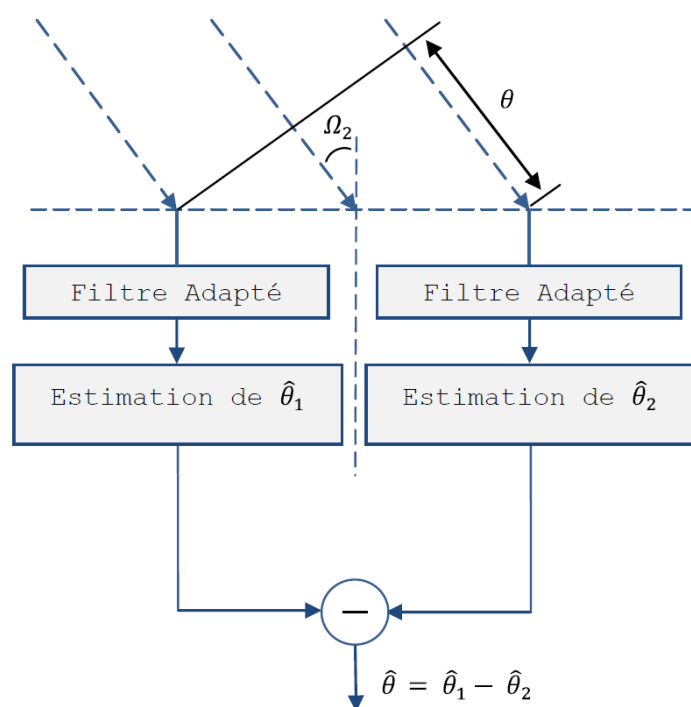


FIGURE I.6 – Illustration du principe d'un goniomètre reposant sur le Filtrage Adapté (exemple de l'estimation du gisement Ω_2).

I.3.4 Emission : Conception de signaux

Aussi bien dans les domaines du SONAR que du RADAR, on peut distinguer deux familles de signaux, les signaux monochromatiques et les signaux modulés, dits "large bande".

Signaux monochromatiques

Historiquement, les premiers systèmes RADAR destinés à la surveillance aérienne étaient développés autour de transducteurs technologiquement limités par leur puissance d'émission. L'utilisation de signaux monochromatiques (ou "pings") a été privilégiée. Ceux-ci étant définis sur une seule fréquence, il était alors possible de tirer le meilleur parti des transducteurs de l'époque. Par transposition, ces signaux ont été et sont toujours utilisés en SONAR. Un signal

monochromatique est un sinus de fréquence f_0 et de durée T définit par :

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sin(2\pi f_0 t) \Pi_{T/2}(t), \quad (\text{I.3})$$

où $\Pi_{T/2}(t)$ est la fonction définie par :

$$\Pi_{T/2}(t) = \begin{cases} 1 & \forall t \in \left[-\frac{T}{2}; \frac{T}{2}\right] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}. \quad (\text{I.4})$$

L'origine des temps est prise centrée sur la durée de la fonction $\Pi_{T/2}(t)$ pour des raisons pratique de commodité de calcul, la causalité du signal étant obtenue par translation temporelle. La durée T définit la résolution associée à ce type de signal. On ne peut séparer deux signaux monochromatiques que s'ils sont séparés par une durée au moins égale à T . X.Lurton présente dans [LUR98] la technique communément employée pour détecter ce type de signaux. Celle-ci consiste en l'utilisation d'un filtre passe bande suivi d'une intégration quadratique sur la durée du signal T , on parle de traitement "non cohérent". Dans ce cas, on montre qu'il n'y pas de gain de traitement. En effet, le gain de traitement est classiquement donné par $5 \log(1)$ soit 0 dB. Ces signaux ne présentent comme intérêt seulement leur aisance de production. Ils restent cependant suffisants pour des applications, où le bruit est faible et/ou les portées sont réduites. D'autre part, l'absence de gain de traitement est compensée par la puissance d'émission, ces signaux étant bien adaptés aux transducteurs courants bande étroite.

Signaux modulés en fréquence

Les progrès technologiques ont permis l'emploi de signaux modulés "large spectre". En effet ceux-ci présentent des propriétés intéressantes face à un éventuel effet Doppler [MAM81, LJK11]. L'étalement spectral est obtenu par modulation du signal. Cette modulation est le plus souvent soit linéaire (cas du chirp), soit quadratique. On peut définir un signal chirp $p(t)$ par :

$$p(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \exp \left[2i\pi \left(\nu_0 + \frac{\Delta\nu}{2T} t \right) t \right] \Pi_{T/2}(t), \quad (\text{I.5})$$

où ν_0 et $\Delta\nu$ sont respectivement la fréquence centrale et la bande de fréquence du signal. Ainsi, on obtient une impulsion de durée T mais modulée sur la bande de fréquence $\Delta\nu$. Ce type de signal est traité, en réception par corrélation du signal reçu avec le signal émis, appelé alors "référence". Cette technique aussi nommée "Compression d'Impulsion" repose sur l'utilisation du Filtrage Adapté en réception. En outre, ce traitement "cohérent" permet d'obtenir un gain de $10 \log(\Delta\nu T)$, qui compense l'élargissement de la bande passante par rapport au signal monochromatique. Par conséquent, les signaux "large bande" possèdent l'avantage de générer un gain de traitement non négligeable. La chaîne de réception classique, basée sur la Compression d'Impulsion comprend en aval une opération quadratique autorisant, par la suite une phase de détection.

Pour des applications confrontées à des effets Doppler non-négligeables, les signaux à modulation hyperbolique de fréquence seront privilégiés, ceux-ci étant "Doppler-tolérants". Par ailleurs, il est possible de procéder à une appodisation du signal de sorte à minimiser l'apparition de lobes secondaire après compression d'impulsion.

Présentons ici deux cas particuliers de signaux modulés linéairement en fréquence. Notons les signaux $p_1(t)$ et $p_2(t)$, les signaux vérifiant l'équation I.5 et dont les paramètres sont décrits dans les tables I.7 et I.8.

Durée T (ms)	Bande $\Delta\nu$ (kHz)	Fréquence centrale ν_0 (kHz)
25	3	16

FIGURE I.7 – Caractéristiques du signal $p_1(t)$.

Durée T (ms)	Bande $\Delta\nu$ (kHz)	Fréquence centrale ν_0 (kHz)
10,5	8,6	26

FIGURE I.8 – Caractéristiques du signal $p_2(t)$.

Ces signaux à modulation linéaire de fréquence seront utilisés dans ce document en vue de

mener à bien simulations et expérimentations.

I.3.5 Chaîne de réception - Principes

Généralités

L'étude des principes des fonctions de distance-métrie et de goniométrie met en avant une similitude d'architecture. Précisons l'architecture de ce type de chaîne de traitements. Comme on le suggère en I.3.2, l'estimation de la date d'arrivée du signal n'est réalisée qu'après une opération de détection validée, conformément au schéma I.9.

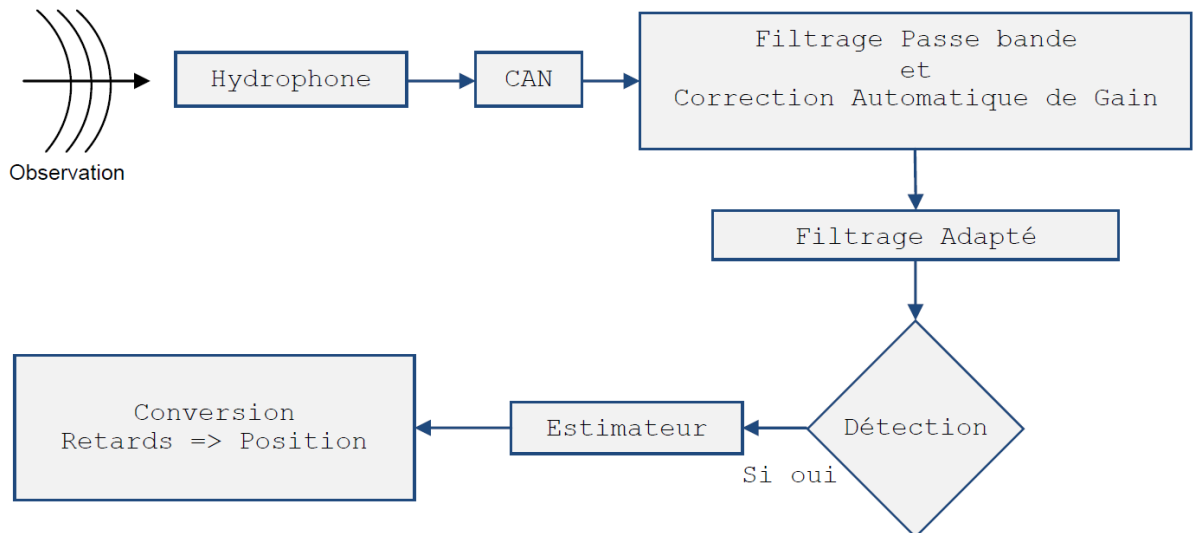


FIGURE I.9 – chaîne de traitements classique.

Filtrage Adapté

Situé en amont du détecteur, le FA, technique bien connue permet de maximiser le RSB en sortie [CJB10a, MAX04]. La figure I.10 présente dans sa partie supérieure la représentation temporelle du signal $p_1(t)$, exemple de signal utile à modulation linéaire de fréquence, la fréquence d'échantillonnage étant fixée à 100 kHz pour ce calcul. La partie inférieure de la figure I.10 est

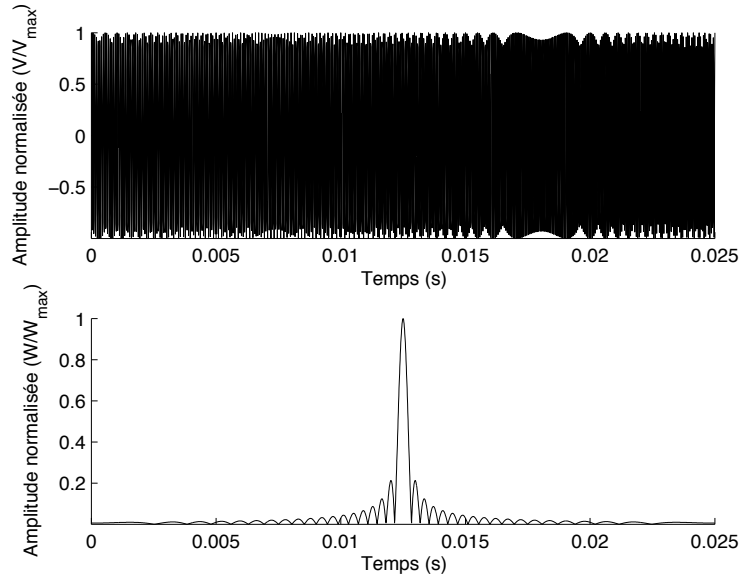


FIGURE I.10 – Illustration de l'effet Filtrage Adapté sur le signal $p_1(t)$ sans présence de bruit.

la représentation temporelle du résultat du FA au signal $p_1(t)$. La sortie du FA génère un lobe de cohérence lorsque le signal utile est présent. Une fois le lobe principal détecté et identifié comme tel, l'enveloppe de ce dernier permet l'estimation de la date d'arrivée par recherche de l'instant pour lequel la fonction atteint son maximum. M-E.BOUHIER compare en 1986 dans [BOU86] trois types de récepteurs suivis d'une opération de dérivée analogique et de détection de passage à zero, exemple d'estimateur du TOA du signal utile (*TOA* pour *Time Of Arrival*, ou *date d'arrivée* en français).

Détection

L'objectif d'un détecteur construit à partir du lemme de Neyman-Pearson, consiste à décider de la présence du signal utile au sein de l'observation bruitée. Soit l'hypothèse H_0 , "l'observation $Z(t)$ n'est constituée que du bruit $N(t)$ " et soit l'hypothèse H_1 , "l'observation $Z(t)$ est la superposition additive d'un signal utile $p(t)$ pollué par un bruit $N(t)$ ",

$$\begin{aligned} H_0 &: Z(t) = N(t); \\ H_1 &: Z(t) = N(t) + p(t). \end{aligned} \tag{I.6}$$

Dans le contexte sous-marin, Blanc-Lapierre et Picinbono montrent, dans [PIC61], que la densité de probabilité du bruit de mer suit une loi normale. On suppose cette loi centrée, d'écart-type σ_N :

$$N(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_N^2). \tag{I.7}$$

Le signal utile étant déterministe, il s'ensuit que $\mathcal{P}(Z|H_0)$ et $\mathcal{P}(Z|H_1)$ sont des lois gaussiennes centrées de variances distinctes. La figure I.11 présente les lois de probabilité $\mathcal{P}(Z|H_0)$ et $\mathcal{P}(Z|H_1)$, toutes deux obtenues sur données réelles.

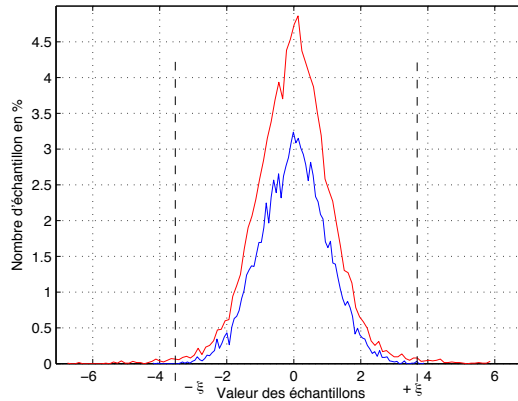


FIGURE I.11 – Lois de probabilité $\mathcal{P}(Z|H_0)$ en bleu et $\mathcal{P}(Z|H_1)$ en rouge. Les seuils ξ sont représenté en trait interrompus noirs.

On définit par P_D , la "probabilité de détection" c'est-à-dire la probabilité d'obtenir une détection lorsque le signal utile $p(t)$ est présent. Compte tenu du caractère centré de l'observation $Z(t)$ sous H_0 ainsi que sous H_1 , dans ce cas il vient :

$$P_D = 2 \int_{\xi}^{+\infty} \mathcal{P}(Z|H_1) dZ, \quad (\text{I.8})$$

La probabilité de fausse alarme est quant à elle la "probabilité de détecter le signal alors qu'il n'est pas véhiculé par l'observation" :

$$P_{FA} = 2 \int_{\xi}^{+\infty} \mathcal{P}(Z|H_0) dZ, \quad (\text{I.9})$$

Classiquement, réaliser l'opération de détection consiste à comparer le rapport de vraisemblance noté $\Lambda [Z(t)]$ à une valeur ξ appelée *seuil de détection* ([KAY98]) , c'est-à-dire :

$$\Lambda [Z] = \frac{\mathcal{P}(Z|H_1)}{\mathcal{P}(Z|H_0)} \underset{D_1}{\overset{D_0}{\gtrless}} \xi. \quad (\text{I.10})$$

Les lois de probabilités étant supposées connues *a priori*, la valeur du seuil ξ est déterminée *a priori* en fonction de la probabilité de détection et/ou de la probabilité de fausse alarme désirée (courbes COR).

De l'équation (I.9) et compte tenu de la loi de probabilité que suit le bruit, on peut alors calculer la probabilité de fausse alarme :

$$\begin{aligned} P_{FA} &= 2 \int_{\xi}^{+\infty} \mathcal{P}(Z|H_0) dZ \\ &= 2 \int_{\xi}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_N} \exp \left(-\frac{1}{2} \frac{Z^2}{\sigma_N^2} \right) dZ. \end{aligned} \quad (\text{I.11})$$

En procédant au changement de variable $Z = u\sigma_N\sqrt{2}$, il vient l'expression suivante :

$$P_{FA} = \int_{\xi/\sigma_N\sqrt{2}}^{+\infty} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left(-u^2 \right) du, \quad (\text{I.12})$$

au sein de laquelle il apparait la fonction d'erreur complémentaire notée erfc et définie par :

$$\text{erfc}(X) \triangleq \int_X^{+\infty} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp(-t^2) dt. \quad (\text{I.13})$$

Par conséquent, la probabilité de fausse alarme s'écrit,

$$P_{FA} = \text{erfc}(\xi/\sigma_N\sqrt{2}), \quad (\text{I.14})$$

on peut en déduire l'expression du seuil en fonction de la probabilité de fausse alarme, et de la puissance du bruit en faisant intervenir la fonction d'erreur complémentaire inverse notée erfcinv

$$\xi = \sigma_N\sqrt{2} \text{erfcinv}(P_{FA}), \quad (\text{I.15})$$

avec $\text{erfcinv}(X) = \frac{\exp(-X^2)}{\sqrt{\pi}} - X.\text{erfc}(X)$.

Ainsi, l'expression du seuil (I.15) ne dépend que des performances imposées par l'opérateur (P_{FA}) et de la puissance du bruit (σ_N^2). Le détecteur sera d'autant plus efficace que le bruit sera de faible puissance. Ce qui revient à maximiser la puissance du signal utile ou encore de maximiser le RSB en amont du détecteur, ce qui justifie l'emploi du FA.

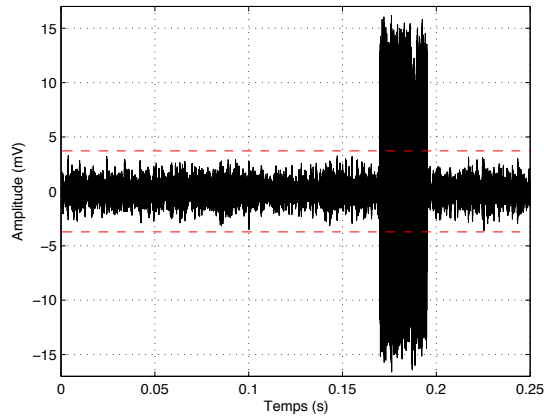


FIGURE I.12 – Détection à partir de l'observation, pour un RSB en entrée de 20 dB et une P_{FA} de 10^{-4} où l'observation est représentée en noir et les seuils de détection en rouge.

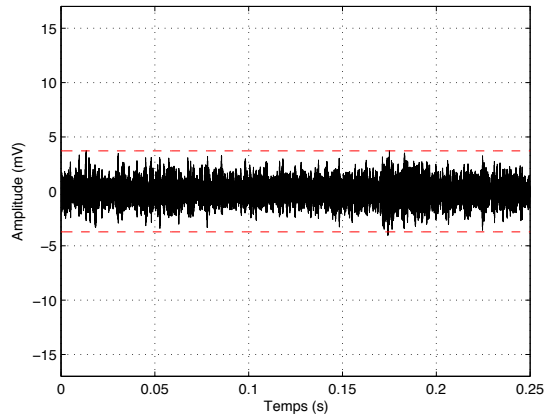


FIGURE I.13 – Détection à partir de l’observation, pour un RSB en entrée de 0 dB et une P_{FA} de 10^{-4} où l’observation est représentée en noir et les seuils de détection en rouge.

L’observation représentée sur la figure I.12 a été obtenue par superposition additive d’un bruit blanc gaussien et d’un signal utile dont les caractéristiques sont définies en I.7. Le RSB dans la bande utile est de 20 dB, tandis que le seuil ξ a été calculé pour une probabilité de fausse alarme de 10^{-4} . Pour un RSB moins élevé, soit 0 dB pour la figure I.13, l’opération de détection atteint ses limites pour la P_{FA} imposée.

Filtrage de la position

Les principes de mesure jusqu’ici énoncés s’appuient sur la redondance des cycles d’interrogation du système de positionnement considéré. Les positions ainsi produites sont successivement indépendantes. Toutefois en vue d’améliorer les performances de ces systèmes, en particulier du point de vue de la dispersion de la position, les constructeurs ont recours à plusieurs solutions. La première consiste à combiner les informations de cap, de roulis et de vitesses produites par la centrale inertielle de navigation, soit du navire, soit de l’engin, suivant le type de positionnement utilisé. La seconde solution est de procéder à une opération de filtrage de la position. La technique bien connue de filtrage de Kalman, présentée en 1960 par R.E Kalman dans [KAL60], permet de réaliser cette opération en tenant compte de l’historique des positions. Par ailleurs,

ces procédures de filtrage de Kalman sont également utilisées dans les applications dites de "positionnement synthétique". La dispersion des mesures étant également liée aux faibles dimensions du réseau de capteurs, il est possible de compenser cette insuffisance par une antenne synthétique de plus grandes dimensions [PEN10].

I.4 Etat de l'art des techniques de traitement pour le positionnement acoustique sous-marin :

I.4.1 Signaux MFSK :

Un signal modulé MFSK pour Modulation Frequency-Shift Keying, est un signal construit à partir du découpage de la bande spectrale en sous-bandes qui sont juxtaposées selon des critères du type *code de COSTAS* ou autres comme l'illustre la figure I.14. L'intérêt est de

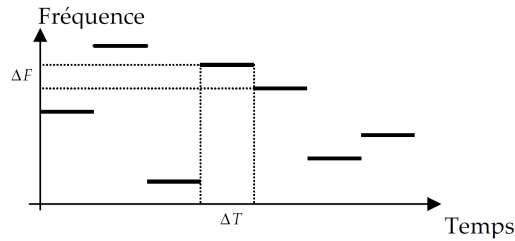


FIGURE I.14 – Illustration de la fréquence instantanée d'un signal MFSK. *tiré de [PEN10]*

pouvoir construire un ensemble de signaux à partir du même sous-ensemble de signaux monochromatiques. En choisissant des arrangements garantissant l'orthogonalité entre les signaux, il est possible de positionner simultanément plusieurs engins ou balises sans que les signaux interfèrent entre-eux. Cette technique est mise en application dans [PEN10] de la société IXSEA.

I.4.2 Compression d'Impulsion :

La Compression d'Impulsion est l'emploi couplé d'un signal modulé en fréquence en émission et d'un Filtre Adapté à ce signal en réception. Elle a pour but de maximiser le RSB et d'améliorer la résolution (largeur du lobe principal à -3 dB). En présence d'un bruit blanc, et lorsque

le signal est déterministe, c'est-à-dire que le signal utile reçu est identique au signal émis, la Compression d'Impulsion est optimale en terme de maximisation du RSB (ce qui sera montré en II). Cependant, notons que pour une application sous-marine le bruit n'est pas vraiment blanc et le signal n'est pas vraiment déterministe. La Compression d'Impulsion n'est donc pas optimale lors d'une application pratique et en particulier pour le positionnement acoustique sous-marin. Toutefois peu de travaux concernant une révision profonde de la Compression d'Impulsion en vue de l'extension de ses hypothèses d'applications ont été réalisés [TPH11, COO88]. On peut citer les travaux de doctorat de J-L. Mori dans "Prise en compte de l'environnement en SONAR actif", [MOR02]. Ces travaux portent sur l'identification des signaux issus du trajet direct et de ceux issus des phénomènes de réverbération. De plus, considérant le signal utile comme aléatoire, J-L.Mori propose une application du Filtrage Adapté Stochastique (extension naturelle du Filtrage Adapté pour des signaux aléatoires et des bruits colorés) en vue de la prise en compte de paramètres aléatoires du signal. Cependant, l'auteur propose finalement une utilisation du Filtrage Adapté Stochastique en tant que classificateur associé à un détecteur (lequel peut être basé sur le FA tel que la Compression d'Impulsion) et non une alternative à la Compression d'Impulsion.

I.4.3 Détecteurs pour le positionnement acoustique sous-marin :

Classiquement, les détecteurs mis en oeuvre reposent sur une détection quadratique du signal après Compression d'Impulsion [TRE01, MAX04]. Les évolutions récentes des détecteurs incluent des techniques issues du RADAR comme les "détecteurs à taux constant de fausse alarme" CFAR, [VC04, HOF01, VER08, HAN06]. A ce sujet, citons le travail effectué par S.Pennec dans sa thèse [PEN10], qui a adapté les principes des détecteurs CA-CFAR au système de positionnement GAPS. Dans cette technique de détection adaptative, le seuil $\xi(t)$, dépendant du temps, est obtenu par l'intégration du module au carré des échantillons de l'observation adjacents à l'échantillon sous test, que l'on appelle ici $r(t)$.

$$\xi(t) = \frac{\alpha}{T} \int_t^{t+T} |r(\tau)|^2 d\tau, \quad (\text{I.16})$$

où :

- α est le facteur pondérant l'expression du seuil en vue de la réjection des lobes secondaires.
Il est ici fixé à -12 dB ;
- Ti est la durée d'intégration vérifiant $Ti = \frac{-\ln(P_{fa})}{\alpha \Delta \nu}$.

La figure I.15 présente une observation synthétique. Il s'agit d'un bruit blanc gaussien filtré dans la bande, auquel on ajoute à partir de 0.4 s le signal $p_1(t)$. Le RSB est de 20 dB dans ce cas. Le résultat de la Compression d'Impulsion élevé au carré est représenté dans la partie inférieure de la figure avec, en rouge, le seuil de détection calculé à partir de (I.16). Le taux de fausse alarme toléré est de $P_{fa} = 10^{-4}$. Dans ce cas la détection est effective et ne génère pas de fausse alarme.

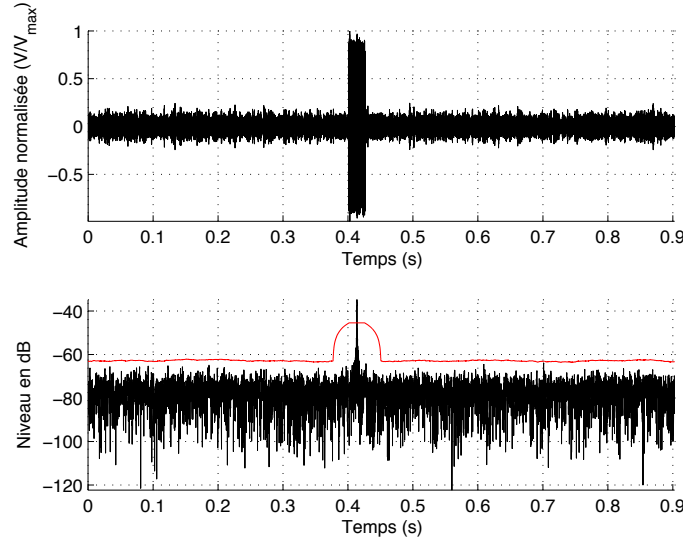


FIGURE I.15 – Détection sur un signal simulé (bruit blanc gaussien). RSB = 20 dB, $P_{fa} = 10^{-4}$ où le seuil est représenté en rouge.

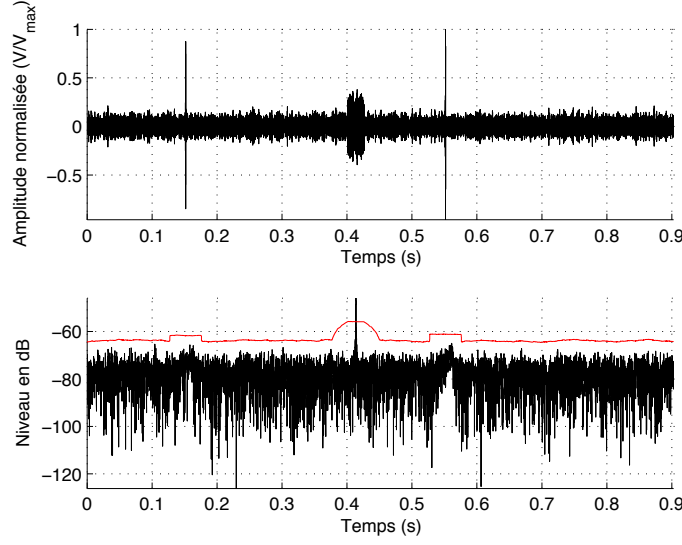


FIGURE I.16 – Détection sur un signal simulé (bruit blanc gaussien) comportant des non stationnarités. $RSB = 10$ dB, $P_{fa} = 10^{-4}$ où le seuil est représenté en rouge.

La pratique montre que l'on est souvent confronté, en plus du bruit ambiant, à des bruits additifs impulsionnels souvent issus de sources mécaniques (bruits de machine, chocs...). En figure I.16, on simule ce type de bruit à l'aide d'un bruit blanc additif de courte durée (1 ms) mais de forte puissance. Ces bruits apparaissent sur le signal présenté en première partie de la figure I.16 vers 0.15 s et 0.55 s. Le RSB est lui de 10 dB dans ce cas. Le seuil de détection I.16, basé sur l'estimation de la puissance de l'observation permet d'éviter de générer d'éventuelles fausses alarmes lors de la présence de bruits impulsionnels de forte puissance. Reste à prouver l'efficacité d'un tel seuil en condition réelle, ce qui est illustré par la figure I.17. L'observation est un enregistrement effectué à partir du navire opérationnel d'Ifremer, l'Europe, en septembre 2010. On retrouve vers 0.42 s le signal utile $p_1(t)$ après propagation dans le milieu. La distance oblique entre la balise et le navire est de 1250m.

Le navire Europe n'est pas idéal pour recevoir des équipements acoustiques car celui-ci s'avère très bruyant (environ 90 dB de bruit propre). Toutefois le seuil permet une détection sans fausse alarme malgré le caractère fortement non-stationnaire du bruit. Les systèmes utilisés alors étaient en limite géométrique de fonctionnement (site trop faible, limite atteinte par la

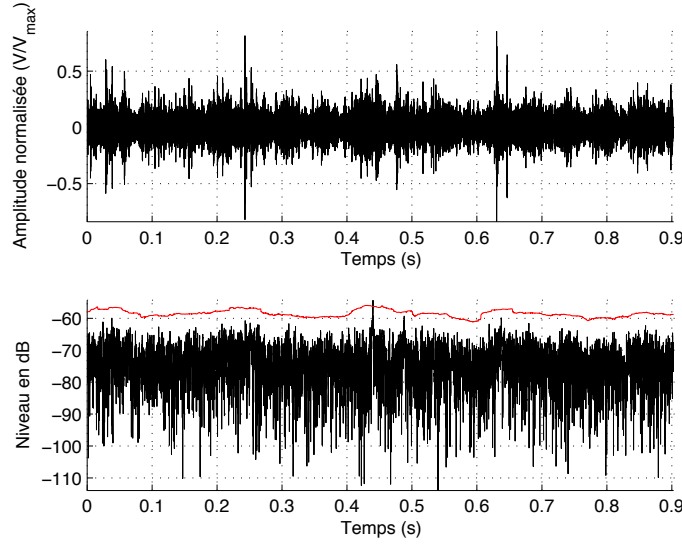


FIGURE I.17 – Détection sur un signal réel comportant des non-stationnarités. $P_{fa} = 10^{-4}$ où le seuil est représenté en rouge.

conception de l'antenne). Durant les essais, la balise étant mouillée à 750 mètres d'immersion, la distance oblique était de 2136 mètres.

I.5 Conclusion et précisions sur la problématique de la thèse

L'étude de la figure I.17 nous conduit à remarquer que la limite de fonctionnement des outils de détection actuellement mis en œuvre est atteinte par faute d'un RSB suffisant en amont du détecteur. De ce fait, le caractère essentiel de l'étape de maximisation du RSB réalisée par le FA est indéniable. De plus, Le FA est très largement utilisé dans les domaines du RADAR [SKM05], du SONAR [CAL03, CJB10a], et de l'imagerie médicale [RMF⁺12, BGLHU94] ainsi que dans d'autres domaines non cités ici. Dans la suite de ce mémoire, nous allons nous concentrer sur le FA ou Compression d'Impulsion. La problématique consiste alors à identifier les limites du FA en terme de maximisation du RSB et à proposer de nouveaux algorithmes permettant de repousser ces limites.

Compression d'Impulsion Classique

II.1 Introduction

La Compression d'Impulsion repose sur l'emploi conjugué du Filtrage Adapté et d'un signal modulé en fréquence. Pour les applications du type SONAR, les transducteurs d'émission sont limités en puissance essentiellement à cause de l'apparition de phénomènes de cavitation [GUI64]. En effet, un liquide soumis à une forte dépression peut générer des bulles de gaz, qui se comportent alors comme un écran acoustique. La puissance d'émission étant limitée, le Filtrage Adapté est classiquement utilisé en réception. La Compression d'Impulsion se ramène alors à effectuer à chaque instant une corrélation entre le signal émis et l'observation, le Rapport Signal à Bruit est alors maximisé lorsque le bruit est blanc et le signal est déterministe. Portée et résolution en distance sont ainsi optimales. Cependant, dans le cas, où les hypothèses d'application du Filtrage Adapté ne sont pas respectées (application sous-optimale), la portée et la résolution s'en trouvent altérées. Ce chapitre est constitué de deux parties. La première est une présentation de la technique de Compression d'Impulsion sous respect de ses hypothèses d'application. La seconde partie a pour objectif de montrer l'impact d'une application sous-optimale de la Compression d'Impulsion, en termes de Rapport Signal à Bruit en sortie (portée), largeur du lobe principal (résolution en distance) et biais sur l'estimation de la date d'arrivée du signal utile. Notons que nous supposons les signaux définis dans l'ensemble \mathbb{C} des complexes (signaux "analytiques").

II.2 Filtrage Adapté sous conditions optimales

II.2.1 Rapport Signal à Bruit (RSB)

Le FA a pour objectif de maximiser le RSB en vue de garantir l'optimalité d'une opération de détection située en aval de la chaîne de traitements. Il s'avère alors essentiel de définir le RSB avant de poursuivre. Le RSB peut être défini par le rapport de puissances :

$$RSB = \frac{\text{puissance instantanée du signal utile}}{\text{puissance moyenne du bruit}}. \quad (\text{II.1})$$

Il s'agit du contraste révélant la présence du signal d'intérêt déterministe dans une observation polluée par un bruit. Soient le signal d'intérêt $p(t)$ et un bruit additif réalisation d'un processus aléatoire $N(t)$, tous deux centrés, le RSB, noté $\rho_e(t)$, à l'entrée du FA est d'après (II.1) :

$$\rho_e(t) = \frac{|p(t)|^2}{E\{|N(t)|^2\}},$$

l'opérateur E désignant l'espérance mathématique.

Introduisons $Z_{FA}(t)$ signal issu du filtrage de l'observation $Z(t) = p(t) + N(t)$ par le filtre de réponse impulsionnelle $h(t)$, défini par le produit de convolution :

$$Z_{FA}(t) = \int_{\mathbb{R}} Z(\tau)h(t-\tau)d\tau. \quad (\text{II.2})$$

En faisant apparaître les contributions respectives du signal d'intérêt et du signal perturbateur, (II.2) donne :

$$Z_{FA}(t) = \underbrace{\int_{\mathbb{R}} p(\tau)h(t-\tau)d\tau}_{\text{contribution du signal d'intérêt}} + \underbrace{\int_{\mathbb{R}} N(\tau)h(t-\tau)d\tau}_{\text{contribution du signal perturbateur}}.$$

Ainsi le RSB en sortie du FA à l'instant t , noté $\rho_s(t)$, est :

$$\rho_s(t) = \frac{\left| \int_{\mathbb{R}} p(\tau)h(t-\tau)d\tau \right|^2}{E\left\{ \left| \int_{\mathbb{R}} N(\tau)h(t-\tau)d\tau \right|^2 \right\}},$$

c'est-à-dire, si $\Gamma_{NN}(\tau_1 - \tau_2) = E\{N(t-\tau_1)N^*(t-\tau_2)\}$ est la fonction d'autocorrélation du bruit stationnaire au second ordre $N(t)$:

$$\rho_s(t) = \frac{\int_{\mathbb{R}} \int_{\mathbb{R}} p(t-\tau_1)h(\tau_1)p^*(t-\tau_2)h^*(\tau_2)d\tau_2d\tau_1}{\int_{\mathbb{R}} \int_{\mathbb{R}} h(\tau_1)\Gamma_{NN}(\tau_1-\tau_2)h^*(\tau_2)d\tau_2d\tau_1}. \quad (\text{II.3})$$

La quantité $\rho_s(t)$ reste inchangée si l'on multiplie $h(t)$ par une constante arbitraire.

II.2.2 Expression du Filtre Adapté

Le FA au signal $p(t)$ est le filtre de réponse impulsionnelle $h(t)$, optimal en terme de maximisation du RSB en sortie $\rho_s(t)$ défini en (II.3). L'expression du filtre obtenu étant bien connue, nous nous limitons à présenter la réponse impulsionnelle $h(t)$ donnée par :

$$h(t) = p^*(T - t). \quad (\text{II.4})$$

Retenons alors que, dans le cas où le signal utile est déterministe et le bruit est à corrélation microscopique, l'expression du FA est déduite du signal émis, ce dernier étant alors appelé *référence*, et assure la maximisation du RSB.

II.2.3 Caractéristiques du lobe principal obtenu après Filtrage Adapté

L'opération de FA est généralement suivi d'un détecteur et/ou d'un estimateur qui repose sur les propriétés du signal filtré. Il est bien connu que lorsque le signal utile est présent dans l'observation, le FA génère un lobe principal de corrélation en sortie [MAX04]. La conception de l'estimateur ou de l'outil de détection à mettre en œuvre dépend donc directement de l'allure de la sortie du FA, que nous caractérisons dans ce paragraphe [KAY93]. Pour ce faire, considérons $p(t)$ le signal émis. La référence $p(t)$ (identique au signal émis) est le signal modulé linéairement en fréquence (chirp) dont la définition est donnée par l'équation I.5.

Soit $s(t)$, la contribution signal utile reçu, il est possible de l'exprimer en fonction du signal de référence $p(t)$:

$$s(t) = Ap(t),$$

où A représente l'amplitude de $s(t)$ liée à la propagation. D'autre part, en absence de signal perturbateur le résultat de la Compression d'Impulsion est l'intercorrélation entre la contribution du signal reçu $s(t)$ et la référence $p(t)$:

$$s_{FA}(t) = s(t) *_t p(t),$$

où $*_t$ l'opérateur de corrélation *i.e* :

$$s_{FA}(t) = \int_{\mathbb{R}} s(u)p^*(u-t)du. \quad (\text{II.5})$$

La poursuite du calcul de la fonction $s_{FA}(t)$ est détaillé dans le rapport interne [COU09a], et aboutit au résultat classique qui associe le module de la sortie du filtre adapté à une fonction dépendant d'un sinus cardinal :

$$|s_{FA}(t)| = \frac{A\sqrt{T}}{2} \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \left| \text{sinc} \left[\pi t \Delta \nu \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \right] \right|, \quad \forall t \in [-T; T], \quad (\text{II.6})$$

où, $\forall x$, $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$.

Note à propos des normalisations :

Soit un signal quelconque que l'on note $x(t)$. En vue de la comparaison des résultats obtenus par différents algorithmes, nous choisissons de représenter sur la plupart des figures le signal $x(t)$ "normalisé", c'est à dire le signal $\frac{x(t)}{\max(x(t))}$. Si l'on appelle U l'unité du signal $x(t)$ nous signalerons alors ce choix de représentation par l'expression U/U_{\max} en légende.

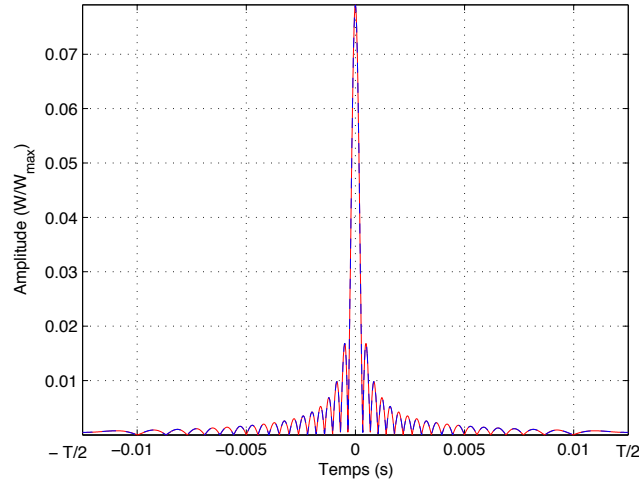


FIGURE II.1 – Superposition de la sortie du filtrage adapté expérimentale en rouge et de son modèle mathématique en bleu.

La figure II.1 présente la fonction $|s_{FA}(t)|$ normalisée tracée en traits interrompus bleus ainsi que la sortie du filtre adapté $\frac{|Z_{FA}(t)|}{\max(|s_{FA}(t)|)}$ en traits pleins rouges. Cette figure permet de valider le modèle $|s_{FA}(t)|$ par rapport à la réalité expérimentale, l'écart quadratique moyen entre la fonction $|s_{FA}(t)|$ et la sortie du filtre adapté étant de $1.28 \cdot 10^{-7} (W^2/W_{max}^2)$. La fonction $s_{FA}(t)$ atteint son maximum pour $t = 0$, avec $s_{FA}(0) = \frac{A\sqrt{T}}{2}$. Autour de ce point, $s_{FA}(t)$ se comporte comme le terme en sinus cardinal [?, COU09a]. Dans ce cas, la largeur du lobe principal à $-3dB$ est approximativement égale à $\frac{1}{\Delta\nu}$; on passe ainsi d'une impulsion de largeur T à une impulsion de largeur $\frac{1}{\Delta\nu}$, ce qui justifie l'appellation communément employée de "Compression d'Impulsion".

D'un point de vue énergétique la Compression d'Impulsion conserve l'énergie du signal utile. Avant Compression d'Impulsion, l'énergie E_s est répartie sur la durée totale du signal, on a donc :

$$E_s = \int |s(t)|^2 dt = P_s T.$$

Après Compression d'Impulsion, l'énergie se trouve localisée dans le pic de corrélation. Classiquement, on approche la largeur du pic de corrélation par celle mesurée à $-3dB$. En notant P_{sfa} la puissance du signal après compression et ΔT_{-3dB} la largeur à -3 dB du pic de corrélation, il vient :

$$E_s = P_{sfa} \Delta T_{-3dB},$$

soit ;

$$P_{sfa} = P_s \frac{T}{\Delta T_{-3dB}}.$$

Le gain en puissance après Compression d'Impulsion est donc de $\frac{T}{\Delta T_{-3dB}} = T \Delta\nu$.

II.2.4 Estimation optimale de la date d'arrivée du signal utile

D'un point de vue pratique, le FA est souvent utilisé pour estimer la date d'arrivée au niveau d'un récepteur d'un signal particulier (SONAR, RADAR, positionnement acoustique sous marin...). La date d'arrivée du signal utile correspond à la recherche *a posteriori* de la

date pour laquelle la sortie $s_{FA}(t, \theta)$ atteint son maximum [BOU86, MAM81]. Dans le cas où la contribution du signal émis $s(t)$ au sein de l'observation est identique à la référence $p(t)$, la sortie du FA peut s'écrire :

$$s_{FA}(t, \theta) = \int p(u - \theta) p^*(u - t) du = \Gamma_{pp}(t - \theta), \quad (\text{II.7})$$

avec θ , la date d'arrivée du signal $p(t)$ et $\Gamma_{pp}(t - \theta)$ l'intercorrelation déterministe du signal utile retardé $p(t - \theta)$ et la référence $p(t)$. Par ailleurs, PM Woodward a montré dans [WOO80] que si l'on se place au voisinage du maximum de la fonction signal $s_{FA}(t, \theta)$, celle-ci peut exprimer en fonction de $m(t)$, enveloppe complexe du signal $p(t)$, il vient alors :

$$s_{FA}(t, \theta) = \int m(u - \theta) m^*(u - t) du = \Gamma_{mm}(t - \theta). \quad (\text{II.8})$$

En vue de définir l'estimateur généré par l'application du FA, recherchons une expression analytique de l'estimé $\hat{\theta}$. Au voisinage de θ , $s_{FA}(t, \theta)$ peut être approchée par un développement limité du second ordre :

$$s_{FA}(t, \theta) \simeq s_{FA}(\theta) + (t - \theta) \left[\frac{\partial}{\partial t} s_{FA}(t, \theta) \right]_{t=\theta} + \frac{1}{2} (t - \theta)^2 \left[\frac{\partial^2}{\partial t^2} s_{FA}(t, \theta) \right]_{t=\theta}, \quad (\text{II.9})$$

avec

$$\begin{aligned} \cdot \quad & s_{FA}(\theta) = \int m(u - \theta) m^*(u - \theta) du = \Gamma_{mm}(0) ; \\ \cdot \quad & \left[\frac{\partial}{\partial t} s_{FA}(t, \theta) \right]_{t=\theta} = 0 ; \\ \cdot \quad & \left[\frac{\partial^2}{\partial t^2} s_{FA}(t, \theta) \right]_{t=\theta} = \int m(u - \theta) \ddot{m}^*(u - \theta) du = \Gamma_{m\ddot{m}}(0) . \end{aligned}$$

Or, la Transformée de Fourier conservant l'énergie, on peut écrire :

$$\Gamma_{m\ddot{m}}(0) = \int m(u - \theta) \ddot{m}^*(u - \theta) du = \int M(v) \ddot{M}^*(v) dv = (2\pi)^2 \int v^2 |M(v)|^2 dv,$$

ainsi que

$$\Gamma_{\dot{m}\dot{m}}(0) = \int \dot{m}(u - \theta) \dot{m}^*(u - \theta) du = \int |\dot{M}|^2(v) dv = (2\pi)^2 \int v^2 |M(v)|^2 dv.$$

La dérivée seconde par rapport au temps de la fonction d'autocorrélation du signal $m(t)$ est la fonction d'autocorrélation de la dérivée de $m(t)$:

$$\cdot \left[\frac{\partial^2}{\partial t^2} s_{FA}(t, \theta) \right]_{t=\theta} = \Gamma_{\dot{m}\dot{m}}(0) \cdot$$

Par conséquent, la fonction $s_{FA}(t)$ au voisinage de θ peut être approchée de la façon suivante :

$$s_{FA}(t, \theta) \simeq \Gamma_{mm}(0) + \frac{1}{2}(t - \theta)^2 \Gamma_{\dot{m}\dot{m}}(0). \quad (\text{II.10})$$

Considérons à présent $\hat{\theta}$, l'estimé de la date θ produit par le MAP (Maximum A Posteriori) :

$$\hat{\theta} = \operatorname{argmax} [s_{FA}(t, \theta)]. \quad (\text{II.11})$$

Ceci revient à rechercher l'instant pour lequel $\frac{\partial}{\partial t} s_{FA}(t, \theta) = 0$, c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} s_{FA}(t, \theta) &\simeq \frac{\partial}{\partial t} \left[\Gamma_{mm}(0) + \frac{1}{2} \Gamma_{\dot{m}\dot{m}}(0) (t - \theta)^2 \right] \\ &\simeq \Gamma_{\dot{m}\dot{m}}(0) (t - \theta), \end{aligned}$$

et par conséquent l'instant t vérifiant :

$$t = \hat{\theta} = \theta, \quad (\text{II.12})$$

ce qui confirme le bien-fondé de l'utilisation du FA en temps qu'estimateur de la date d'arrivée, notée θ . Cependant, l'expression (II.12) est obtenue sans considération de bruit. A présent, si l'on suppose l'observation bruitée par $N_{env}(t)$, l'enveloppe de $N(t)$, réalisation d'un processus

aléatoire a corrélation microscopique. La sortie $s_{FA}(t)$ bruitée devient :

$$s_{FA}(t, \theta) = \underbrace{\int m(u - \theta) m^*(u - t) du}_{\text{contribution du signal utile}} + \underbrace{\int N_{env}(u) m^*(u - t) du}_{\text{contribution du bruit}}. \quad (\text{II.13})$$

L'estimation du temps d'arrivée θ par le MAP consiste à résoudre l'équation (II.11), ce qui équivaut à annuler la dérivée de $s_{FA}(t, \theta)$:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} s_{FA}(t, \theta) &\simeq \frac{\partial}{\partial t} \left[\Gamma_{mm}(0) - \frac{1}{2} \Gamma_{\dot{m}\dot{m}}(0)(t - \theta)^2 + \int N_{env}(u) m^*(u - t) du \right] \\ &\simeq \Gamma_{\dot{m}\dot{m}}(0)(t - \theta) + \beta(t), \end{aligned}$$

où $\beta(t) = \frac{\partial}{\partial t} \int N_{env}(u) m^*(u - t) du$, soit la dérivée de la fonction d'intercorrélation entre le bruit et le signal de référence. Par conséquent, en annulant la dérivée de $s_{FA}(t, \theta)$, on obtient l'estimé de la date d'arrivée du signal $s(t)$:

$$t = \hat{\theta} = \theta + \frac{\beta(t)}{\Gamma_{\dot{m}\dot{m}}(0)}. \quad (\text{II.14})$$

De part la nature de l'estimateur ainsi créé (que l'on nomme Θ_{FA}) on suppose que la statistique de l'estimé $\hat{\theta}$ est gaussienne. L'estimateur Θ_{FA} étant défini, il est souhaitable de procéder à une étude de ses performances représentées par son espérance mathématique et sa variance.

Biais de l'estimateur Θ_{FA} :

Le biais de l'estimateur Θ_{FA} est déduit de la moyenne statistique de la variable aléatoire $\hat{\theta}$. A partir de l'équation II.14, le bruit $N(t)$ étant centré, on en déduit que l'espérance mathématique de la variable aléatoire $\hat{\theta}$ est :

$$\mathbb{E} \{ \hat{\theta} \} = \mathbb{E} \{ \theta \} = \theta. \quad (\text{II.15})$$

L'estimateur est non biaisé.

Variance de l'estimateur Θ_{FA} :

En ce qui concerne la variance de l'estimateur Θ_{FA} , celle-ci est donnée, lorsque le bruit est blanc par la formule de Woodward [WOO80, BOU86], c'est-à-dire :

$$\sigma_{\hat{\theta}}^2 = \frac{\sigma_N^2}{E_s B_{eff}^2}, \quad (\text{II.16})$$

où $E_s B_{eff}^2 = \Gamma_{\dot{m}\dot{m}}(0) = \int \dot{m}(t) \dot{m}^*(t) dt$, E_s étant l'énergie du signal et B_{eff} la bande efficace.

Classiquement, l'optimalité d'un estimateur d'un point de vue de sa statistique au second ordre est atteinte si sa variance est égale à la borne de Cramer-Rao [KAY93]. Soit $(X(t), t \in \mathbb{R}^+)$ le signal aléatoire à temps continu défini tel que $X(t) = s(t) + N(t)$. Après échantillonnage, nous avons $(X[k], k \in \mathbb{Z}^+)$, noté aussi X_k , signal aléatoire à temps discret défini par $X_k = s_k + N_k$. Notons K le nombre d'échantillons de X .

Nous posons :

$$\vec{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix}; \quad \vec{S}_{\theta} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ s_K \end{bmatrix}; \quad \vec{N} = \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ N_K \end{bmatrix}.$$

Soit Γ_{NN} la matrice d'autocorrélation du vecteur aléatoire \vec{N} telle que $\Gamma_{NN} = E\{\vec{N}\vec{N}^H\}$. Sous l'hypothèse de bruit gaussien, la fonction de vraisemblance s'écrit :

$$\mathcal{P}_{\theta/\vec{X}}(\vec{X}, \theta) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{2K} |\Gamma_{NN}(0)|}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} [\vec{X} - E\{\vec{X}\}]^H \Gamma_{NN}^{-1}(0) [\vec{X} - E\{\vec{X}\}] \right\} \quad (\text{II.17})$$

avec

. $|\Gamma_{NN}|$ le déterminant de la matrice Γ_{NN} ;

. $E\{\vec{X}\} = \vec{S}_{\theta}$;

$$\Gamma_{NN} = \mathbb{E} \left\{ \vec{N} \vec{N}^H \right\} = \mathbb{E} \left\{ \left[\vec{X} - \vec{S}_\theta \right] \left[\vec{X} - \vec{S}_\theta \right]^H \right\}$$

Sous ses considérations, la fonction de vraisemblance $\mathcal{P}_{\theta/\vec{X}}(\vec{X}, \theta)$ vérifie l'équation suivante :

$$\mathcal{P}_{\theta/\vec{X}}(\vec{X}, \theta) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{2K} |\Gamma_{NN}(0)|}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\vec{X} - \vec{S}_\theta \right]^H \Gamma_{NN}^{-1}(0) \left[\vec{X} - \vec{S}_\theta \right] \right\}. \quad (\text{II.18})$$

On peut alors définir la matrice d'information de Fischer notée $F(\vec{X}, \theta)$ par :

$$F(\vec{X}, \theta) \triangleq \text{cov} \left\{ \nabla_\theta \ln \left[\mathcal{P}_{\theta/\vec{X}}(\vec{X}, \theta) \right] \right\}, \quad (\text{II.19})$$

ou encore,

$$F(\vec{X}, \theta) \triangleq \mathbb{E} \left\{ \nabla_\theta \ln \left[\mathcal{P}_{\theta/\vec{X}}(\vec{X}, \theta) \right] \nabla_\theta^H \ln \left[\mathcal{P}_{\theta/\vec{X}}(\vec{X}, \theta) \right] \right\}, \quad (\text{II.20})$$

qui est une matrice de nature symétrique non-négative. Afin, de simplifier les écritures, on pose

$L = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{2K} |\Gamma_{NN}(0)|}}$, il vient alors :

$$\ln \left[\mathcal{P}_{\theta/\vec{X}}(\vec{X}, \theta) \right] = -\ln(L) - \frac{1}{2} \left[\vec{X} - \vec{S}_\theta \right]^H \Gamma_{NN}^{-1}(0) \left[\vec{X} - \vec{S}_\theta \right],$$

par conséquent et comme décrit dans [BOU86] :

$$\mathbb{E} \left\{ \nabla_\theta \ln \left[\mathcal{P}_{\theta/\vec{X}}(\vec{X}, \theta) \right] \nabla_\theta^H \ln \left[\mathcal{P}_{\theta/\vec{X}}(\vec{X}, \theta) \right] \right\} = \mathbb{E} \left\{ \nabla_\theta \vec{S}_\theta \Gamma_{NN}^{-1}(0) \nabla_\theta^H \vec{S}_\theta \right\}.$$

La matrice Γ_{NN} est diagonale et s'écrit classiquement de la façon suivante :

$$\Gamma_{NN} = \begin{bmatrix} \sigma_N^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \sigma_N^2 \end{bmatrix}.$$

Sous cette considération, il est montré dans [BOU86] que la Borne de Cramer Rao, obtenue par inversion de la matrice d'information de Fischer nous donne le résultat suivant :

$$\text{Var} \left\{ \hat{\theta} \right\} \geq BCR(\hat{\theta}) = \frac{\sigma_N^2}{E_s B_{eff}^2} \quad (\text{II.21})$$

Le calcul établi en (II.15) montre que l'estimateur Θ_{FA} est non biaisé. D'autre part, sa variance vérifie l'équation (II.16), elle-même égale à la borne de Cramer Rao donnée en (II.21). Ceci nous permet de confirmer par le calcul l'optimalité de l'estimateur construit à partir de la recherche *a posteriori* de l'abscisse du maximum de la fonction signal $s_{FA(t)}$, elle-même sortie du Filtre Adapté au signal $s(t)$, lorsque le signal est déterministe et le bruit est blanc.

II.3 Expérimentations, cas où le signal est déterministe et le bruit est blanc

II.3.1 A propos du Bruit blanc

Un bruit dont le spectre de puissance est constant sur tout le domaine des fréquences est appelé "bruit blanc" [MAX04, REF93, PIC61]. Sa fonction d'autocorrélation est nulle sauf en 0. On substitue souvent au terme de "blanc" l'expression "à corrélation microscopique" puisque quels que soient les temps t_1 et t_2 , $t_1 \neq t_2$, si $\tau = t_2 - t_1$, sa fonction d'autocorrélation $R(\tau)$ tend vers 0.

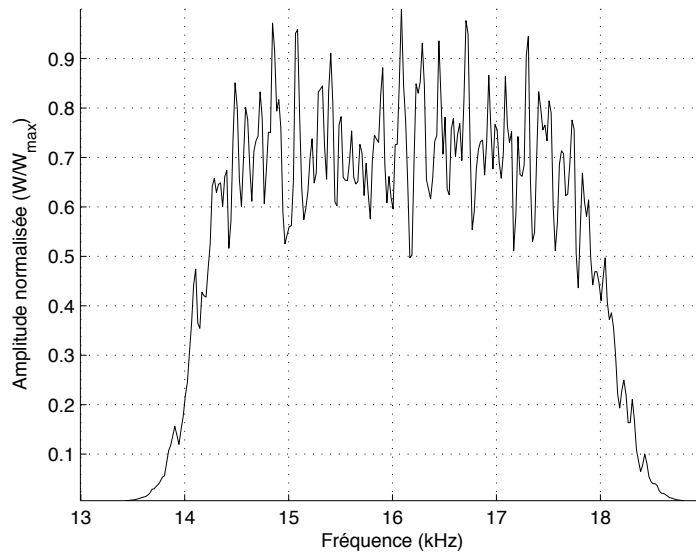


FIGURE II.2 – Densité Spectrale de Puissance d'un bruit blanc dans la bande 14.5 – 17.5 kHz.

Toutefois, un système possédant une bande passante infinie n'est pas réalisable. Ainsi, on qualifie souvent de "blanc" un bruit qui est blanc seulement dans la bande limitée considérée (voir figure II.2). On parle également dans ce cas de "bruit rose" par assimilation avec l'optique. En effet, une lumière blanche dont on élimine les fréquences les plus hautes prendra une coloration rosée. Dans les ouvrages liés au FA comme dans [BOU86] par exemple, on justifie l'optimalité de la Compression d'Impulsion vis à vis du bruit, en considérant la bande utile suffisamment

étroite par rapport à celle du signal perturbateur pour que le bruit puisse être supposé blanc. Or, en pratique, les signaux utilisés peuvent être suffisamment large bande pour que cette hypothèse ne soit pas vérifiée.

II.3.2 Estimation pratique du RSB en sortie de la Compression d'Impulsion

En sous-section II.2.1, nous avons présenté le RSB sous un aspect théorique. L'usage considère le Gain de Traitement (GT), obtenu classiquement par $GT = 10\log(\Delta\nu T)$. Ainsi, il est possible d'estimer le RSB en sortie de Compression d'Impulsion par l'équation suivante :

$$\rho_s = \rho_e + GT, \quad (\text{II.22})$$

où les RSB ρ_e et ρ_s sont exprimés en dB .

A propos de la sortie de la Compression d'Impulsion, l'usage veut que l'on considère le signal résultant homogène à un niveau électrique. Toutefois, de par sa nature quadratique, l'opération de filtrage adapté fournit, en sortie, un niveau qui est l'image de la *puissance utile disponible à l'entrée*. Dans ce document, afin de conserver à l'esprit cette dernière remarque, nous admettons que la sortie du FA est homogène à une puissance. En ce qui concerne les calculs des RSB en sortie de Compression d'Impulsion, l'équation (II.22) devient alors :

$$\rho_s = \frac{1}{2}(\rho_e + GT), \quad (\text{II.23})$$

où le RSB connu à l'entrée du FA, ρ_e , est donné en dB homogène à un niveau ($20\log(\text{RSB linéaire})$).

II.3.3 Expérimentations avec un signal du type $p_1(t)$

On se propose d'illustrer les propos précédents en traitant deux observations par le Filtrage Adapté. Nous choisissons d'utiliser le signal $p(t)$ précédemment défini en I.7 comme signal utile et comme référence. Le bruit est un bruit synthétique blanc et gaussien (centré, réduit) dans la bande utile (14.5 – 17.5 kHz). On superpose par addition le signal $p(t)$ au bruit à 1 s à partir du

début du signal. Les figures II.3 et II.4 représentent respectivement l'observation (RSB imposé à 20 dB dans la bande) et la sortie compressée. La bande utile étant de $\Delta\nu = 3$ kHz, et la durée du signal d'intérêt de $T = 25$ ms. Il s'ensuit que le gain GT vaut approximativement 18 dB. Sous ces conditions, le RSB en sortie de Compression d'Impulsion ρ_s , est obtenu en décibel par l'équation II.22.

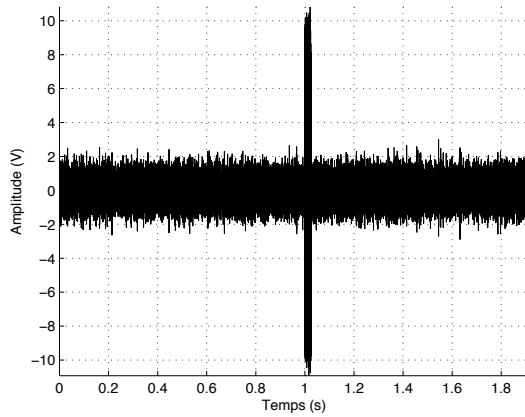


FIGURE II.3 – Signal $p_1(t)$ superposé (à $t = 1$ s) à un bruit blanc gaussien avec un Rapport Signal à Bruit de 20 dB.

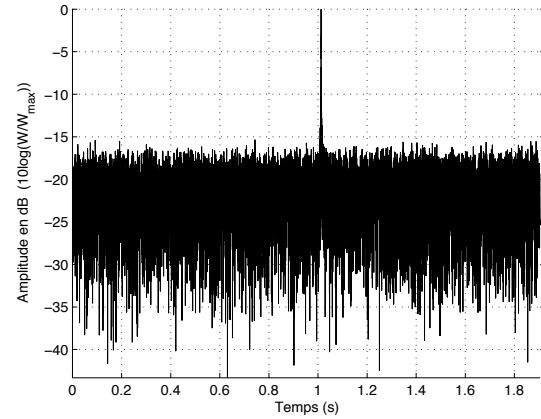


FIGURE II.4 – Sortie de la Compression d'Impulsion lorsque l'observation correspond à la figure II.3 présentant un RSB en sortie de 19.37 dB.

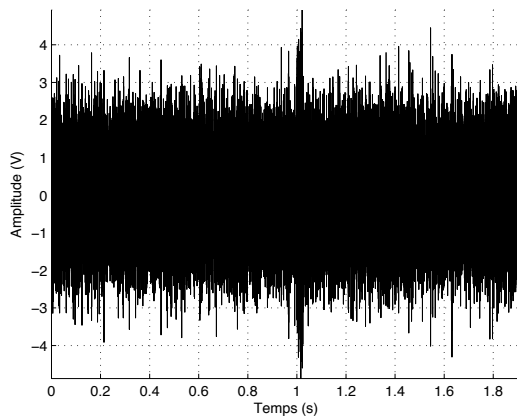


FIGURE II.5 – Signal $p_1(t)$ superposé (à $t = 1$ s) à un bruit blanc gaussien avec un Rapport Signal à Bruit de 5 dB.

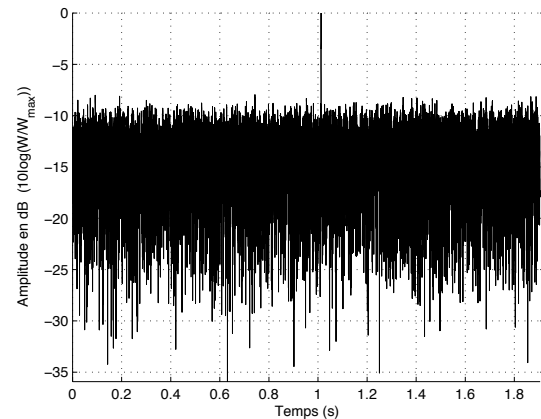


FIGURE II.6 – Sortie de la Compression d'Impulsion lorsque l'observation correspond à la figure II.5 présentant un RSB en sortie de 11.87 dB.

La largeur théorique du lobe principal à $-3dB$ est de $\Delta T_{-3dB} = \frac{1}{\Delta \nu} = 0.33$ ms. La largeur mesurée sur la figure II.4 est de 0.40 ms, ce qui est cohérent compte tenu des erreurs liées aux approximations numériques, à l'échantillonnage et aux fluctuations, toujours présentent du bruit (non strictement blanc).

La figure II.5 représente le cas où le RSB en entrée est de 5 dB, le résultat de la Compression d'Impulsion réalisée sur cette observation est montré en figure II.6. Dans ce cas et conformément à la théorie, la largeur du lobe principal à $-3dB$ demeure de 0.33 ms pour un RSB de 5 dB en entrée. En considérant l'équation II.23, la lecture des figures II.4 et II.6 confirme le comportement classique de la Compression d'Impulsion quant au gain de traitement et quant à la largeur du lobe principal obtenu en sortie de FA lors d'une application optimale (aux erreurs numériques et d'échantillonnage près).

II.4 Influence du non-respect des hypothèses d'application du Filtrage Adapté

II.4.1 Généralités

Dans le cadre d'une application sous-marine, le signal utile transmis est altéré, par le milieu (propagation sous-marin complexe), par le système lui-même (sensibilité des transducteurs, erreurs électroniques...) et par le contexte applicatif (effet Doppler généré par un mouvement radial relatif entre les transducteurs par exemple). Par conséquent, le signal utile peut être vu comme une réalisation d'un signal aléatoire. Par ailleurs, il est bien connu que le bruit de mer n'est pas blanc, mais coloré, même dans la bande utile. L'hypothèse de bruit blanc n'est donc pas vérifiée. De plus, il est bien connu que celui-ci n'est pas rigoureusement stationnaire. De ce fait, les deux hypothèses du Filtrage Adapté n'étant en pratique jamais strictement vérifiées, on doit envisager des applications sous-optimales du Filtrage Adapté.

II.4.2 Incidence d'un signal utile non déterministe

En 1989, G.KERVERN de la société Thomson présente au douzième colloque GRETSI un article à propos des limites du traitement cohérent en SONAR HF [KER89]. Cette publication n'est qu'un exemple parmi d'autres révélant l'intérêt que porte les industriels vis à vis des limitations de la Compression d'Impulsion. En outre, G.KERVERN après une brève présentation de la Compression d'Impulsion énumère de façon la plus exhaustive possible les différentes causes de déformation du signal émis. Il les regroupe en deux classes, les causes déterministes d'une part et les causes aléatoires d'autre part.

Dans les causes déterministe, nous pouvons lister :

- l'effet Doppler lié aux mouvements relatifs du porteur ;
- les effets liés au milieu (type de bathymétrie, atténuation fréquentielle, ...) ;
- les effets de bande passante des systèmes électroniques (transducteurs, filtres, amplificateurs, ...).

Les causes aléatoires sont quant à elles :

- les effets de "macrostructure" du milieu marin (courants marins, gradients de célérité, ...) ;
- les effets de "microstructure" du milieu marin (hétérogénéité, particules en suspension, ...) ;
- les fluctuations thermiques ;
- les erreurs électroniques (dérive et incertitude des composants, échantillonnage, précision numérique, ...).

Pas conséquent, le signal utile impacté de ces déformations, déterministes et aléatoires peut sans nul doute être considéré lui-même comme la réalisation d'un processus aléatoire. Cependant, par souci de répétabilité, nous proposons de simplifier, pour les essais numériques, cet ensemble de déformations. Pour ce faire, considérons uniquement un effet Doppler déterministe et éventuellement non réaliste (dépend de l'application). Celui-ci affecte le signal aussi bien sur sa durée que sur sa fréquence instantanée.

L'effet Doppler peut se voir comme une *compression* ou une *dilatation*. Conformément à ce que présente P.FLANDRIN dans [FLA98], lorsque cette approximation est observée (cas du SONAR), on modélise l'effet Doppler par une transformation du type :

$$p(t) \longrightarrow p_\eta(t) = \sqrt{\eta} p(\eta t), \quad (\text{II.24})$$

où $\eta = \frac{1+\frac{\omega}{c}}{1-\frac{\omega}{c}}$ avec ω la vitesse relative entre le mobile émetteur et le mobile récepteur, et c la célérité dans le milieu.

On rappelle l'expression du chirp $p(t)$:

$$p(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \exp \left[2i\pi \left(\nu_0 + \frac{\Delta\nu}{2T} t \right) t \right] \Pi_{T/2}(t), \quad (\text{II.25})$$

où ν_0 est la fréquence centrale et $\Delta\nu$ la largeur de bande, T étant la durée du signal.

Si $p_\eta(t)$ est le signal issu de la transformation traduisant l'impact de l'effet Doppler sur la référence $p(t)$ alors :

$$p_\eta(t) = \sqrt{\frac{\eta}{T}} \exp \left[2i\pi \left(\nu_0 + \frac{\Delta\nu}{2T} \eta t \right) \eta t \right] \Pi_{\frac{T}{2\eta}}(t).$$

On montre dans le rapport interne [COU09a] que le calcul de la sortie du FA conduit à une expression dépendante de la fonction d'erreur imaginaire erfi. La fonction erfi peut être approchée numériquement par un développement limité pour des petites valeurs de son argument. Malheureusement, l'argument de la fonction erfi prend ici rapidement de grandes valeurs ce qui rend la résolution numérique impossible pour cause de précision machine. Toutefois, il est possible de déduire empiriquement le comportement de la sortie de la Compression d'Impulsion en fonction du taux Doppler dont le signal reçu est affecté.

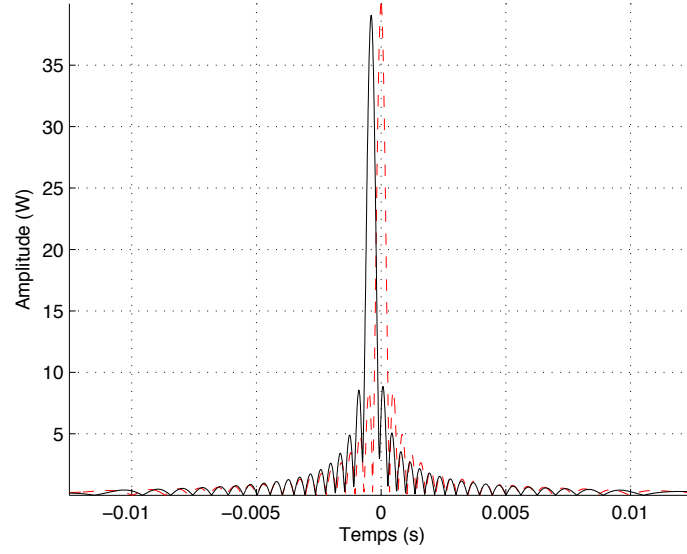


FIGURE II.7 – Compression d'Impulsion avec un taux Doppler de $\eta = 1.003$. En rouge est représenté le module de l'autocorrélation du signal $p(t)$ et en noir l'intercorrélation entre le signal $p_\eta(t)$ impacté d'un effet Doppler η et la référence $p(t)$.

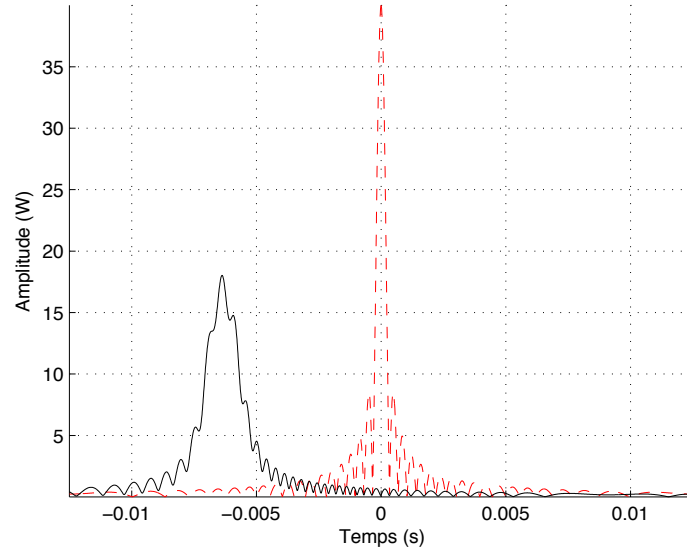


FIGURE II.8 – Compression d'Impulsion avec un taux Doppler de $\eta = 1.05$. En rouge est représenté le module de l'autocorrélation du signal $p(t)$ et en noir l'intercorrélation entre le signal $p_\eta(t)$ impacté d'un effet Doppler η et la référence $p(t)$.

Considérons, à présent, le signal $p_\eta(t)$, affecté d'un taux Doppler η et compressé en utilisant le signal $p(t)$ comme référence. La figure II.7 est obtenue par Compression d'Impulsion du signal $p_\eta(t)$, affecté d'un taux Doppler $\eta = 1.003$. Ce taux Doppler correspond à une vitesse radiale relative de 4 noeuds nautiques, ce qui est réaliste pour une application du type positionnement sous-marin. Par comparaison avec le résultat obtenu dans le cas optimal, on constate une dégradation des paramètres caractérisant le lobe principal :

- Biais sur la position du maximum (erreur d'estimation du TOA) : -1.6% de la durée du signal $p(t)$;
- Atténuation (portée) : 2.3% de l'amplitude optimale ;
- Elargissement à -3dB (résolution) : 3.6% de la largeur optimale à -3dB .

L'impact de l'effet Doppler sur le gain de la Compression d'Impulsion ainsi que sur la largeur du lobe à -3dB , bien que faible, est néanmoins présent. Par ailleurs, considérant le Filtre Adapté en tant qu'estimateur, M.Mamode montre en 1981 dans [MAM81] que l'estimation de la date d'arrivée, en cas de présence d'effet Doppler, est biaisée comme le montre les simulations présentées ici. En outre, un biais sur l'estimation de la date d'arrivée peut, pour des applications sensibles telles que la goniométrie, influencer grandement sur le résultat final. Pour une application en aérien, la figure II.8 correspond à la Compression d'Impulsion d'un signal $p_\eta(t)$, affecté d'un taux Doppler généré par une vitesse radiale relative de 95 Km/h. L'impact d'une déformation du signal utile sur les caractéristiques du lobe principal est flagrant :

- Biais sur la position du maximum (erreur d'estimation du TOA) : -25% de la durée du signal $p(t)$;
- Atténuation (portée) : 55% de l'amplitude optimale ;
- Elargissement à -3dB (résolution) : 307% de la largeur optimale à -3dB .

On constate alors que l'impact d'une forte déformation sur la sortie de la Compression d'Impulsion peut être désastreux et même engendrer la non-détection du signal utile. Les figures II.7 et II.8 illustrent l'évolution des caractéristiques du lobe principal obtenu en sortie de Compression

d'Impulsion pour des taux Doppler variant de 0 à 1.05. L'évolution du biais sur la position du maximum de corrélation en fonction du taux Doppler est linéaire. Si on se réfère aux travaux de thèse de M.Mamode [MAM81], repris dans [ZAK91], le biais sur l'estimation de la date d'arrivée du signal soumis à un effet Doppler (on note alors l'estimé de cette date $\widehat{\theta}_\eta$) s'obtient, dans le cas d'un chirp, par l'équation suivante :

$$\widehat{\theta}_\eta = \widehat{\theta} - 10T(\eta - 1). \quad (\text{II.26})$$

La figure II.9 représente, en fonction du taux Doppler dont est affecté le signal reçu, la mesure expérimentale du biais sur le maximum de la sortie du FA (en bleu) et le biais obtenu par l'équation (II.26) (en rouge). Le graphe II.9 permet de valider le modèle donné par M.Mamode aux erreurs numériques près.

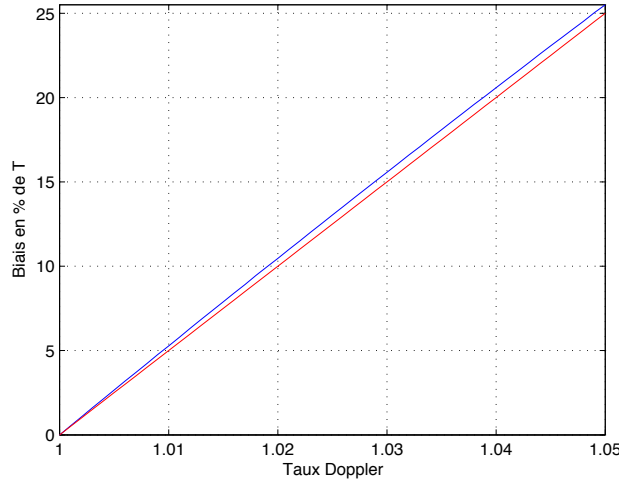


FIGURE II.9 – Biais expérimental sur la position du maximum de la sortie du FA en bleu et biais théorique obtenu par (II.26) en rouge.

Par ailleurs, il peut sembler intéressant d'observer l'évolution du maximum de la sortie du FA et de la largeur du lobe de cohérence en fonction du taux Doppler. Ces paramètres dont dépendent directement les performances des systèmes basés sur la Compression d'Impulsion ont un comportement non linéaire en fonction du taux Doppler dont le signal reçu est affecté.

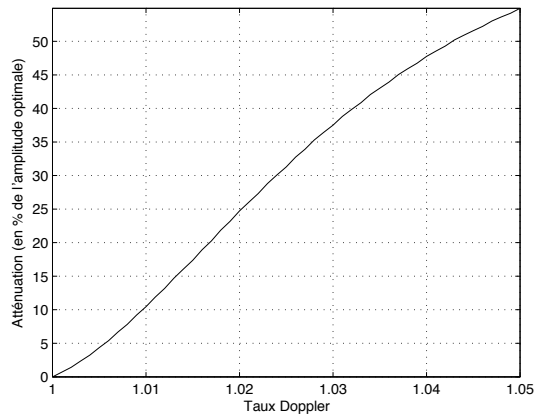


FIGURE II.10 – Atténuation de l'amplitude du lobe principal en sortie du Filtre Adapté.

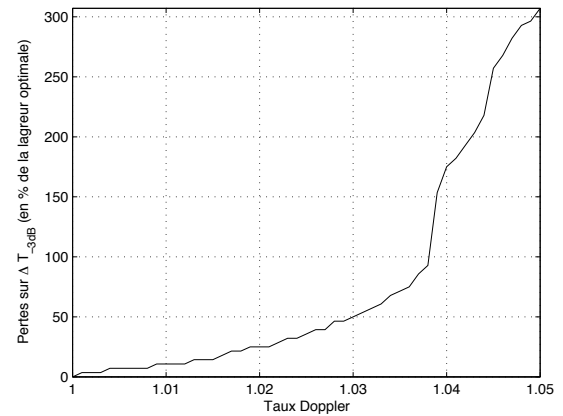


FIGURE II.11 – Atténuation de l'amplitude du lobe principal en sortie du Filtre Adapté.

Toutefois, nous rappelons que l'effet Doppler est choisit ici pour illustrer d'éventuelles pertes dues à des déformations du signal utile, le sujet ayant été traité plus en détail dans de nombreux travaux. Nous retiendrons alors, qu'une désadaptation du Filtrage Adapté par rapport au signal utile reçu peut nuire aux performances du système considéré en termes d'erreur sur l'estimation de la date d'arrivée du signal, de portée et de résolution en distance.

II.4.3 Caractérisation du bruit en acoustique sous-marine

Dans le contexte sous-marin, le bruit peut être relativement élevé car produit par un grand nombre de bruiteurs. Il faut distinguer trois classes de bruits sous-marins : le bruit ambiant, le bruit propre, et le bruit de réverbération [PIC61].

Le bruit ambiant : Le bruit ambiant est le "bruit de fond" existant préalablement à la mise en oeuvre du système. Il est constitué d'une somme de contributions réparties sur des gammes de fréquences spécifiques ([LUR98],[GUI64]). L'ensemble de ces contributions est illustré par la figure II.12. Les bruiteurs référencés sur la figure II.12 ont des origines variées :

- *Trafic maritime* : Présent entre 10 Hz et 1 kHz, il est lié à la situation géographique, celui-ci étant plus présent à proximité des ports et des chenaux de transport. Toutefois, ce type de bruit concerne une plage de fréquence particulièrement basse venant peu perturber les systèmes qui nous intéressent ici. Cependant, la présence de navires peut induire l'existence de bruits liés aux activités humaines, telles que la navigation, les communications sous-marines, la recherche et l'exploration (prospections géologiques), la pêche, les activités militaires.
- *Meteo* : Directement dépendant des conditions météorologiques, et donc de l'état de mer l'agitation de surface est responsable du bruit le plus présent sur la plage de fréquence utile en Sonar, i.e de quelques centaines de Hz à dizaines de kHz. Ce bruit est associé à l'impact des gouttes de pluies sur le dioptré mer/air, pouvant générer un haut niveau de bruit dans la même plage de fréquence.
- *Organismes Vivants* : Ce sont les sons émis par les animaux ou dus à leurs mouvements ; les mammifères marins, tels que les baleines à bosses ou les dauphins, produisent des sons sur une très grande bande de fréquences allant de 10Hz jusqu'à 200 kHz selon l'espèce animale ; d'autres espèces marines (certains poissons perciformes, des invertébrés telles que les crevettes claqueuses) produisent également des sons.

- *Thermique* : Ce bruit est dû à l'agitation moléculaire et se produit au-delà de 200 kHz.

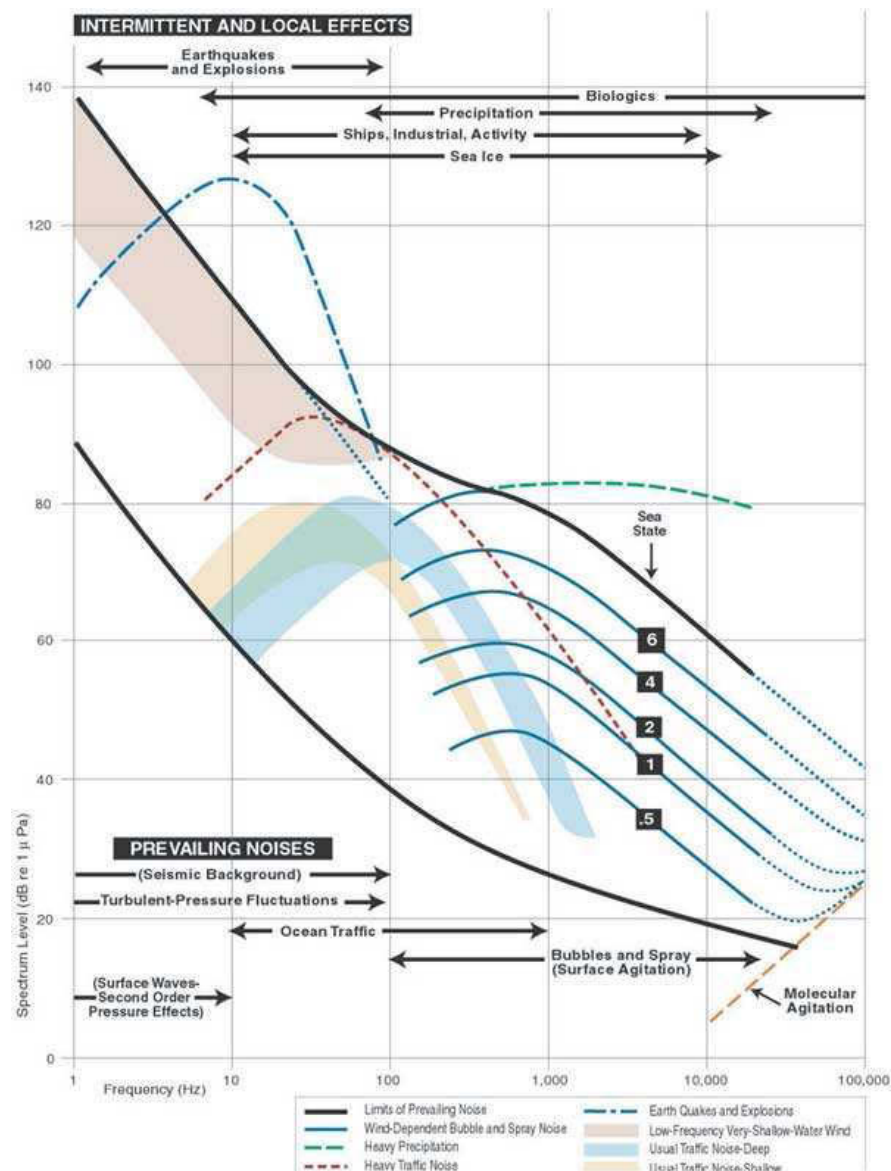


FIGURE II.12 – Bruit ambiant tel que mesuré par Wenz (d'après <http://www.dosits.org>)

Le bruit propre : Le bruit propre est constitué de la somme des bruits liés à l'existence du capteur (bruits électroniques), de son porteur (machines tournantes, ...) et à ses déplacements (hélices, hydrodynamique, ...). Ce bruit est donc particulier à chaque porteur et est fonction des paramètres imposés à la machine. Ce bruit inclut aussi les bruits liés au système lui même (bruit de Johnson ou bruit thermique lié au mouvement aléatoire des électrons dans un conducteur, le bruit de grenaille causé par le fait que le courant n'est pas continu mais constitué de porteurs de charge élémentaires...). Lorsque le niveau du bruit propre dépasse celui du bruit ambiant dans la bande utile, le bruit propre impose une limitation de fonctionnement au système. En pratique cela se traduit par une limitation en terme de portée de positionnement. De plus, ce type de bruit n'est pas stationnaire et peut comporter de brèves impulsions, sources éventuelles de fausses alarmes.

Le bruit de réverbération : Le bruit de réverbération est le bruit relatif à la rétro-diffusion du signal émis. Ce bruit n'existe que pour des systèmes actifs (positionnement acoustiques compris si les transpondeurs sont en mode répondeurs).

II.4.4 Influence du bruit sur la Compression d'Impulsion, application sous-marine

Considérons le bruit propre collecté durant les essais en mer DIVACOU réalisés en 2010. Ce bruit dont la Densité Spectrale de Puissance (DSP) est donnée en figure II.13 pour une bande de fréquence correspondant à celle du signal utile, est physiquement parlant, constitué de la superposition d'une multitude de bruit provenant de milieu et du navire support, comme nous l'avons vu précédemment. Son caractère blanc et sa stationnarité au second ordre ne sont donc pas strictement vérifiés.

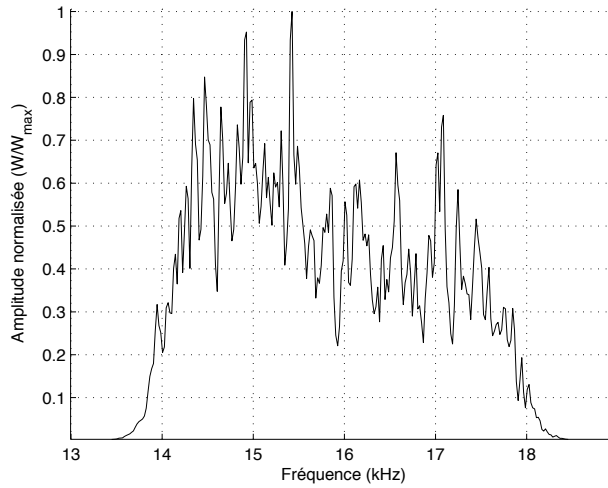


FIGURE II.13 – Densité de Probabilité d'un bruit de mer acquis lors des essais DIVACOU4 (2010), acquis au travers d'un filtre passe-bande [10 kHz - 20 kHz].

Observons à présent l'influence de la coloration du bruit sur la Compression d'Impulsion. Le signal $s_1(t)$ est la superposition additive d'un bruit à corrélation microscopique synthétique (figure II.14) et du signal $p_1(t)$. Le signal $s_2(t)$ est quant à lui, la superposition additive du bruit présenté ci-dessus avec le même signal $p_1(t)$ (figure II.15). Bien entendu ces signaux présentent le même Rapport Signal à Bruit (10 dB) et les signaux utiles véhiculent la même puissance.

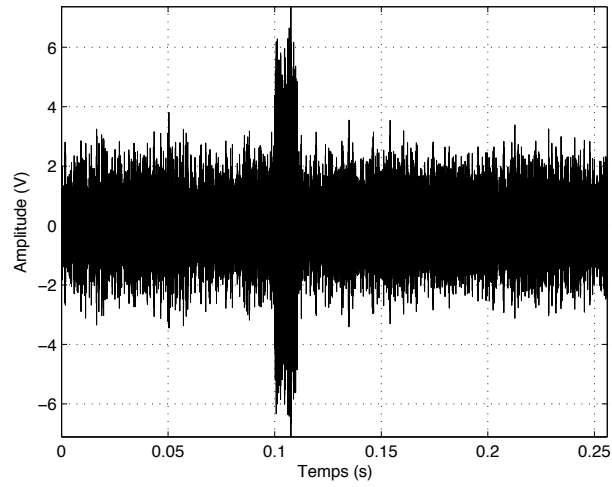


FIGURE II.14 – Observation polluée par un bruit blanc synthétique ($s_1(t)$), RSB = 10 dB.

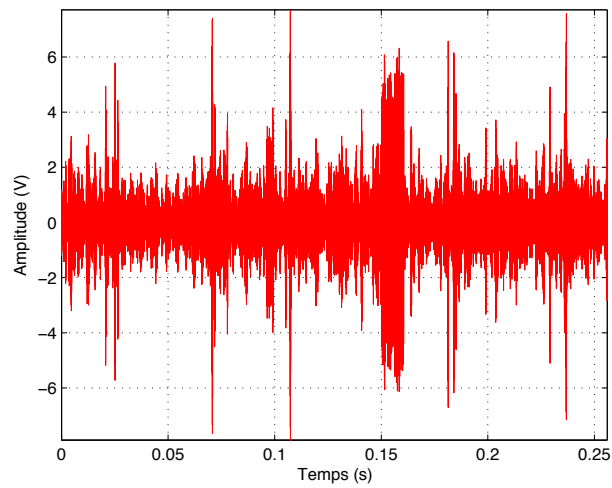


FIGURE II.15 – Observation polluée par un bruit de mer réel contenant des bruit impulsionnels ($s_2(t)$), RSB = 10 dB..

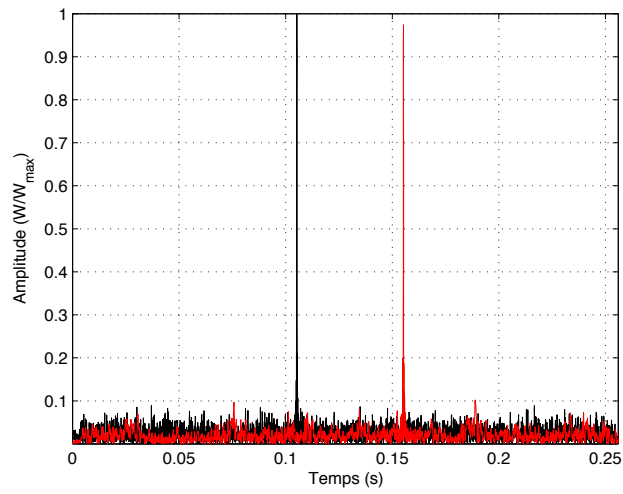


FIGURE II.16 – Résultat de la Compression d'Impulsion sur les observations $s_1(t)$ en noir et $s_2(t)$, en rouge.

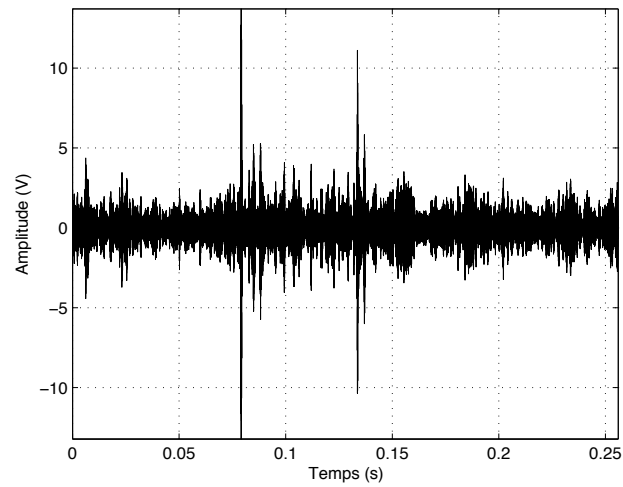
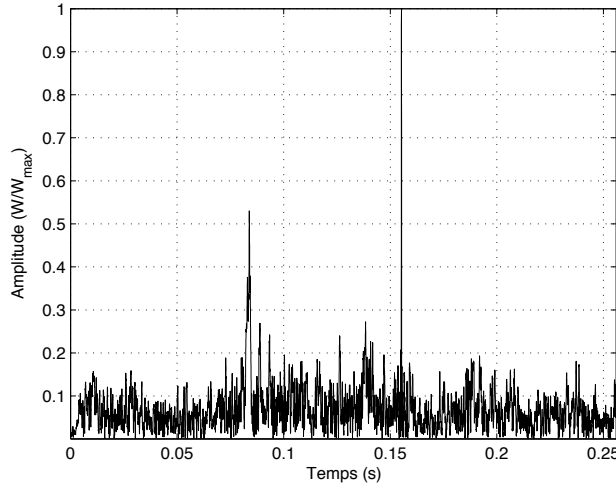


FIGURE II.17 – Observation $s_3(t)$ composée du signal $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer présentant de fortes non-stationnarités (présence d'un bruit d'hélice). Rapport Signal à Bruit : 0 dB.


 FIGURE II.18 – Signal $s_3(t)$ après Compression d'Impulsion (référence : $p_1(t)$).

La figure II.16 présentent en noir la Compression d'Impulsion obtenue avec l'observation $ps_1(t)$ et en rouge la Compression d'Impulsion obtenue avec l'observation $s_2(t)$. Les deux expérimentations emploient le chirp $p_1(t)$ comme référence. La perte en amplitude de 2.6% nous suggère que la coloration du bruit n'a qu'une faible influence sur les performances du FA. Cependant, il va de soit que la présence de fortes non-stationnarités au niveau du bruit aura un impact plus significatif au niveau de la Compression d'Impulsion. Pour illustrer ce phénomène, considérons le signal $s_3(t)$ (figure II.17) composée du signal $p_1(t)$ perturbé par un bruit de mer comportant un bruit impulsionnel de fort niveau. Le résultat de la Compression d'Impulsion obtenu en figure II.18 présente un pic de puissance aux alentours de 0.08s. Ce pic peut générer après détection une fausse alarme, ou du moins nécessite l'emploi d'un détecteur capable d'identifier ce pic comme élément perturbateur.

II.4.5 Conclusion

Conçu pour maximiser le RSB lorsque le signal est déterministe et le bruit blanc, le FA est l'outil classique utilisé en réception des systèmes SONAR et RADAR. Nous avons étudié

le comportement du signal compressé et constaté que l'estimateur de la date d'arrivée associé est optimal et non biaisé. En outre, on constate qu'en cas d'applications sous-optimales, les performances du FA, bien que détériorées restent acceptables. Cependant, lorsque la technique est soumise à de fortes contraintes comme un important *alea* sur la fréquence instantanée du signal utile ou une coloration du bruit, le gain de traitement est dégradé. Dans le cadre de cette thèse, on souhaite améliorer les performances de la Compression d'Impulsion en termes de gain de traitement lorsque le RSB en entrée est faible ainsi que en termes de précision de l'estimation de la date d'arrivée du signal d'intérêt. En ce qui concerne les pertes de performances induites par le caractère coloré du bruit, celles-ci peuvent être contrées par l'utilisation d'un outil de blanchiment du bruit en entrée de la Compression d'Impulsion [REF93]. Toutefois l'expérience montre que ce type de procédé n'est pas toujours mis en œuvre, et en outre, n'est pas conçu pour compenser l'*alea* auquel peut être soumis le signal utile. Là encore, une famille de solutions consiste à prendre en compte des déformations générées par une imperfection du canal de propagation. On peut distinguer les solutions faisant appel à des modèles numériques de caractérisation du canal issus de concepts théoriques, des solutions consistant en l'apprentissage des paramètres du canal de propagation. Il est possible, par exemple, d'utiliser comme référence du FA le signal réellement reçu et non le signal émis en théorie. Cependant, ces techniques ne permettent pas, entre autres, de prendre en compte d'éventuelles fluctuations dues à la cinématique du problème (effet Doppler) et reste dédiées à la compensation de la sous-optimalité du FA classique. Nous proposons alors de chercher à remplacer, dans les chaînes de traitement habituelles, le FA classique par une nouvelle façon de réaliser la Compression d'Impulsion en considérant le signal utile comme une réalisation d'un processus aléatoire et le bruit comme coloré dans la bande du signal.

Compression d'Impulsion via le Filtrage Adapté Stochastique (SMF-PC)

III.1 Introduction

Le chapitre II est un modeste état de l'art concernant la Compression d'Impulsion au sens "classique" du terme. Cette technique bien connue est basée sur l'emploi conjoint d'un signal à modulation de fréquence (à l'émission) et du Filtrage Adapté (à la réception). La Compression d'Impulsion permet de maximiser le RSB en vue de faciliter une éventuelle opération de détection. Cette technique peut également être vue comme un moyen d'estimer la date d'arrivée d'un signal utile noyé dans un bruit. L'optimalité de la Compression d'Impulsion, autant au sens de la maximisation du RSB, qu'au sens de l'estimation de la date d'arrivée, est atteinte lorsque le signal utile est déterministe et le bruit est une réalisation d'un processus aléatoire blanc et gaussien. Cependant, la section II.4.3 montre que le bruit en milieu marin est coloré, y compris dans la bande du signal utile pour le domaine d'application ciblé. De plus, suite à sa propagation dans le milieu, le signal utile n'est jamais déterministe et peut être vu comme une réalisation d'un processus aléatoire. De ce fait, la Compression d'Impulsion est le plus souvent employée de façon sous-optimale. En vue de répondre à la problématique de cette thèse, nous proposons dans ce chapitre de développer une nouvelle méthode de Compression d'Impulsion qui suppose le bruit coloré (pas forcément gaussien) et le signal aléatoire. Ainsi, l'utilisation du Filtrage Adapté Stochastique, extension naturelle du Filtrage Adapté pour des bruit colorés et des signaux représentatifs de processus aléatoires, semble pertinente. La première partie de ce chapitre est consacrée à un rappel de la théorie du FAS incluant une nouvelle représentation du FAS en tant que *filtre linéaire variant dans le temps*. Nous présentons ensuite une nouvelle façon de réaliser la Compression d'Impulsion, appelée SMF-PC (pour Stochastic Matched Filter - Pulse Compression) et nous procédons à des expérimentations sur signaux simulés, mais aussi sur signaux acquis lors d'essais en mer. Pour finir nous établissons un bilan des performances avant de conclure ce chapitre.

III.2 Filtrage Adapté Stochastique

III.2.1 Généralités

Rappelons que la Compression d'Impulsion classique repose sur deux hypothèses fortes qui sont que le signal perturbateur $N(t)$ doit être une réalisation d'un bruit blanc et le signal utile $p(t)$ doit être déterministe. Or, nous avons pu vérifier expérimentalement lors d'essais en mer qu'en pratique ces 2 conditions ne sont jamais rigoureusement respectées. De façon générale, le milieu de propagation confère toujours un *alea* (qui est négligé dans certaines applications). Quant au bruit, il est rarement blanc en particulier pour les applications sous-marines. Ainsi, il semble judicieux de concevoir une nouvelle forme de Compression d'Impulsion dont les hypothèses s'accorderaient avec le caractère aléatoire du signal et coloré du bruit. Le Filtrage Adapté Stochastique est une technique développée en 1991 par J-F. Cavassillas dans [CAV91], qui peut être vue comme une extension du Filtrage Adapté pour des signaux aléatoires (*alea* sur l'amplitude et la fréquence instantanée) et des bruits colorés. Cette technique peut s'appliquer à différents types de problématiques comme la détection, la classification et le débruitage qui nous intéresse dans le contexte de cette thèse. De façon analogue au FA classique, l'expression du filtre adapté stochastique s'obtient par maximisation du RSB en sortie du filtre.

III.2.2 Décomposition d'un signal aléatoire

Soit $X_0(t)$ la réalisation centrée réduite du signal aléatoire $X(t)$ de puissance σ_X^2 , ergodique et stationnaire au second ordre. La réalisation $X_0(t)$ peut se décomposer de la façon suivante :

$$X_0(t) = \sum_{m=1}^{\infty} x_m \Psi_m(t), \quad (\text{III.1})$$

où les $\{x_m\}$ sont des variables aléatoires mutuellement décorrélées et où l'ensemble des $\{\Psi_m(t)\}$ forme une base de dimension \mathbb{R}^K , telle que :

$$\Psi_m(t) = \frac{\mathbb{E}\{x_m X_0(t)\}}{\mathbb{E}\{x_m^2\}}. \quad (\text{III.2})$$

D'après [CAV91, COU05], les variables aléatoires s'obtiennent par projection sur une base de fonctions déterministes que l'on note $\{\Phi_m(t)\}$:

$$x_m = \int_{\mathcal{D}} X_0(t) \Phi_m(t) dt. \quad (\text{III.3})$$

Alors la décomposition du signal $X_0(t)$ selon (V.1) peut être obtenue moyennant la connaissance du signal $X_0(t)$ et des fonctions $\{\Phi_m(t)\}$ et $\{\Psi_m(t)\}$ sachant que celles-ci sont liées par la relation de bi-orthogonalité suivante :

$$\int_{\mathcal{D}} \Psi_{m_1}(t) \Phi_{m_2}(t) dt = \delta_{m_1, m_2}.$$

III.2.3 Décomposition simultanée de 2 fonctions aléatoires

On dispose d'un signal $Z(t)$ pouvant s'écrire comme la superposition additive d'un signal d'intérêt $P(t)$ et d'un signal perturbateur $N(t)$:

$$Z(t) = P(t) + N(t),$$

où $P(t)$ et $N(t)$ sont supposés être des réalisations de signaux aléatoires centrés, ergodiques, stationnaires au second ordre et de puissances respectives σ_P^2 et σ_N^2 . En introduisant les signaux centrés, réduits, $P_0(t)$ et $N_0(t)$ issus de $P(t)$ et $N(t)$, nous pouvons écrire :

$$Z(t) = \sigma_P P_0(t) + \sigma_N N_0(t).$$

On souhaite décomposer simultanément $P_0(t)$ et $N_0(t)$ sur la base constituée des $\{\Psi_m(t)\}$.

Pour cela, appliquons (V.1) à chacun des signaux :

$$\begin{cases} P_0(t) &= \sum_{m=1}^{\infty} p_m \Psi_m(t) \\ N_0(t) &= \sum_{m=1}^{\infty} n_m \Psi_m(t). \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Les $\{p_m\}$ et les $\{n_m\}$ sont des variables aléatoires mutuellement décorrélées respectivement associées aux signaux $P_0(t)$ et $N_0(t)$ et où l'ensemble des $\{\Psi_m(t)\}$ forment la base vérifiant la décomposition simultanée du signal et du bruit c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \Psi_m(t) &= \frac{\mathbb{E}\{p_m P_0(t)\}}{\mathbb{E}\{s_m^2\}} = \alpha_m(t) \\ \Psi_m(t) &= \frac{\mathbb{E}\{n_m N_0(t)\}}{\mathbb{E}\{n_m^2\}} = \beta_m(t). \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Exprimons à présent le rapport $\beta_m(t)/\alpha_m(t)$:

$$1 = \frac{\mathbb{E}\{n_m N_0(t)\}}{\mathbb{E}\{p_m S_0(t)\}} \times \frac{\mathbb{E}\{s_m^2\}}{\mathbb{E}\{n_m^2\}},$$

et en introduisant la quantité ρ_m , grandeur qui peut être associée au RSB :

$$\rho_m = \frac{\mathbb{E}\{s_m^2\}}{\mathbb{E}\{n_m^2\}},$$

on peut alors écrire l'équation suivante :

$$\mathbb{E}\{p_m P_0(t)\} = \rho_m \mathbb{E}\{n_m N_0(t)\}.$$

Or, en introduisant l'expression des variables aléatoires s_m et n_m suivant (III.3) on est en mesure d'écrire :

$$\int_{\mathcal{D}} \Gamma_{P_0 P_0}(t_2 - t_1) \Phi_m(t_1) dt_1 = \rho_m \int_{\mathcal{D}} \Gamma_{N_0 N_0}(t_2 - t_1) \Phi_m(t_1) dt_1 \quad \forall t_2 \in \mathcal{D}, \quad (\text{III.6})$$

où les noyaux de cette équation intégrale désignent les covariances respectivement associées au signal et au bruit, à savoir : $\Gamma_{P_0 P_0}(t_2 - t_1) = \mathbb{E}\{P_0(t_1)P_0(t_2)\}$ et $\Gamma_{N_0 N_0}(t_2 - t_1) = \mathbb{E}\{N_0(t_1)N_0(t_2)\}$. La résolution de l'équation (III.6) se fait numériquement. L'expression du filtre adapté stochastique, maximisant le RSB correspond à la fonction $\Phi_m(t)$ associée à la plus grande valeur de ρ_m .

III.2.4 Résolution numérique

Il a été montré que la solution répondant aux critères du Filtrage Adapté Stochastique conduit à la résolution numérique de l'équation (III.6). Soit Z , le signal numérique aléatoire et étant le vecteur colonne défini sur K échantillons par $Z[k] = \sigma_P P_0[k] + \sigma_N N_0[k]$, avec $P_0[k]$ et $N_0[k]$, les contributions réduites respectives du signal utile et du bruit (notées aussi P_0 et N_0). Le vecteur Z peut être décomposé comme suit :

$$Z = \sum_{m=1}^K z_m \Psi_m, \quad (\text{III.7})$$

où les z_m et les Ψ_m désignent désormais les variables aléatoires et les vecteurs déterministes tels que :

$$\begin{cases} z_m &= Z^T \Phi_m \\ \Psi_m &= \Gamma_{N_0 N_0} \Phi_m \end{cases}, \quad (\text{III.8})$$

où $\Gamma_{N_0 N_0} = \mathbb{E}[N_0 N_0^T]$ est la matrice de covariance du bruit.

Les vecteurs $\Phi_m(t)$ sont normalisés de telle sorte qu'ils répondent à l'équation suivante :

$$\Phi_m^T \Gamma_{N_0 N_0} \Phi_m = 1. \quad (\text{III.9})$$

Alors, la théorie du FAS, rigoureusement détaillée dans [CAV91, COU05], nous conduit à résoudre l'équation numérique suivant, connue sous l'appellation de *problème aux valeurs propres généralisé* :

$$\Gamma_{P_0 P_0} \Phi_m = \lambda_m \Gamma_{N_0 N_0} \Phi_m, \quad (\text{III.10})$$

où $\Gamma_{P_0 P_0} = \mathbb{E} [P_0 P_0^T]$ est celle associée au signal utile. La recherche des vecteurs propres Φ_m et des valeurs propres λ_m nous permet, par l'équation (III.8) de déterminer les vecteurs Ψ_m et les valeurs propres z_m associées. Ainsi, le FAS tel que présenté ici, consiste à produire une approximation du signal \tilde{S}_Q en procédant à une troncature à l'ordre Q du développement de l'observation Z à partir de :

$$\tilde{S}_Q = \sum_{m=1}^{Q \leq K} z_m \Psi_m, \quad (\text{III.11})$$

où Q est le nombre de valeurs propres vérifiant

$$\lambda_m \left. \frac{\tilde{S}}{N} \right|_{(Z)} > 1, \quad (\text{III.12})$$

$\left. \frac{\tilde{S}}{N} \right|_{(Z)}$ désigne le RSB véhiculé par l'observation. Ainsi, le nombre Q de valeurs propres est directement proportionnel au RSB présent au sein de l'observation. Par conséquent, au plus le RSB en entrée est grand et au plus le nombre Q est grand. Alors, la sortie du filtre s'approche au de l'observation. Inversement, au moins le RSB en entrée est grand, au plus le nombre Q est petit. Alors l'opération forte est l'opération de filtrage.

On montre dans [COU05], que cette valeur Q garantie une erreur quadratique moyenne minimale entre le signal utile et son approximation.

Note à propos de la résolution numérique : La résolution numérique de l'équation (III.10) peut contenir certains écueils numériques qui peuvent être contournés par des méthodes détaillées dans [COU05].

III.2.5 Le filtre 'h' :

Il a été vu que l'action du FAS se traduit par une reconstruction de l'observation bruitée suivant l'équation (III.10). La conceptualisation de cette méthode ne rejoint pas la traditionnelle approche du type *Filtrage Linéaire* décrite dans de très nombreux ouvrages didactiques. Or, dans certaines applications, et précisément dans les travaux réalisés durant cette thèse, une nouvelle

formulation de l'opération de filtrage FAS en tant que *Filtre Linéaire Variant dans le Temps* semble pertinente. Tout d'abord, notons qu'en raison de la limitation des ressources numériques disponibles pour le traitement, d'une éventuelle contrainte "temps-réel", et du fait, qu'en pratique, l'observation n'est pas stationnaire, nous introduisons la notion de traitement par "fenêtre glissante". Nous prélevons alors le vecteur Z_k de dimension K , centré sur l'échantillon courant k . Le nombre K supposé impair, correspond au nombre d'échantillons composant le signal utile. Alors, Z_k est défini par :

$$Z_k^T = \left\{ Z \left[k - \frac{K-1}{2} \right], \dots, Z[k], \dots, Z \left[k + \frac{K-1}{2} \right] \right\}. \quad (\text{III.13})$$

On procède à un traitement par fenêtre glissante, seul l'échantillon central est donc reconstruit et la relation (III.11) devient alors :

$$\tilde{S}_{Q[k]}[k] = \sum_{m=1}^{Q[k]} z_{m,k} \Psi_m \left[\frac{K+1}{2} \right], \quad (\text{III.14})$$

avec $z_{m,k} = Z_k^T \Phi_m$ et où $Q[k]$ est déterminé à partir de l'équation (III.12).

En ce qui concerne les Φ_m et les Ψ_m , ces vecteurs sont calculées en pré-traitement. Leur dépendance vis à vis du temps est similaire à celle de la réponse impulsionnelle d'un filtre linéaire classique (la convolution peut être vue comme un produit scalaire à tout instant, ce qui revient à ne considérer qu'un échantillon particulier de la fenêtre traitée). On reconstruit donc uniquement l'échantillon central, $\tilde{S}_{Q[k]}[k]$. Ainsi, on considère uniquement l'échantillon central du vecteur Φ_m qui est bien $[(K+1)/2]$.

L'estimation du RSB est donc réalisée pour chaque échantillon. A partir des relations (III.14) et (III.12) on peut donc construire une approximation du signal utile :

$$\tilde{S}_{Q[k]}[k] = Z_k^T \sum_{m=1}^{Q[k]} \Psi_m \left[\frac{K+1}{2} \right] \Phi_m. \quad (\text{III.15})$$

En utilisant l'ensemble des valeurs données par (III.15), un vecteur de dimension K est construit, l'opération de filtrage est terminée. Se pose alors le problème de l'application du même filtrage

à un autre signal. En effet, l'équation (III.15) ne nous permet pas de reporter cette opération de filtrage sur un autre signal. Il est donc important de trouver une expression du filtre issu du FAS qui permettrait de reporter ce traitement.

Reprenons l'équation (III.15) et définissons le filtre h_{Q_k} tel que :

$$h_{Q[k]} = \sum_{m=1}^{Q[k]} \Psi_m \left[\frac{K+1}{2} \right] \Phi_m. \quad (\text{III.16})$$

Admettons que l'on souhaite filtrer un signal quelconque X . Appelons \tilde{X}_q le filtré de X , on peut alors écrire :

$$\tilde{X}_q = X_k^T h_q \quad \forall k = 1 \dots K, \quad (\text{III.17})$$

où

$$X_k^T = \left\{ X \left[k - \frac{K-1}{2} \right], \dots, X[k], \dots, X \left[k + \frac{K-1}{2} \right] \right\}. \quad (\text{III.18})$$

Ainsi, le filtre "h" nous permet d'utiliser le FAS comme un batterie de filtres linéaires. De plus, la mise sous forme de réponse impulsionnelle et fréquentielle des filtres issus du FAS permet de pouvoir observer le comportement de ceux-ci. En effet, l'observation des fonctions Φ_m , bien qu'intéressante, ne renseigne pas totalement sur l'action du filtre considéré car les variables aléatoires z_m interviennent dans la reconstruction du signal.

Observons, le filtre "h" obtenu dans un contexte d'acoustique sous-marine et correspondant à une troncature de l'équation (III.4) à l'ordre $Q = 1$. Le signal utile, correspond au chirp de caractéristiques définies en I.8, échantillonné à 100 kHz. Le bruit est le même bruit de mer que celui présenté en II.4.4. La figure III.1 présente en rouge, la DSP du bruit, en bleu la DSP du signal d'intérêt et en noir la réponse fréquentielle du filtre "h" correspondant à l'ordre $Q = 1$. Ces trois fonctions sont normalisées, chacune par rapport à leur maxima, afin de permettre une comparaison directe entre les figure III.1, III.2 et III.3. On constate alors que ce premier filtre est un filtre de bande étroite centré sur la fréquence présentant le meilleur RSB. Lorsque qu'une seule valeur propre est utilisée, le FAS maximise rigoureusement le RSB en sortie, mais détruit une partie du signal utile.

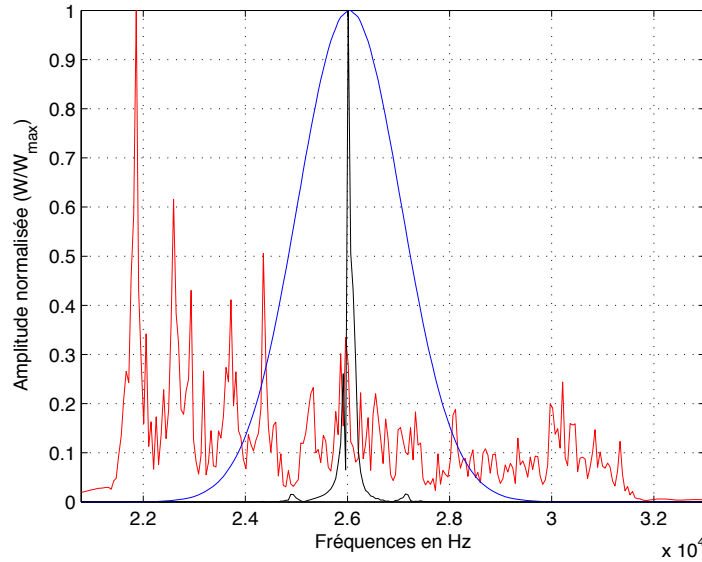


FIGURE III.1 – Comportement du filtre "h". En rouge : DSP du bruit ; en bleu : DSP du signal utile ; en noir : gabarit du filtre "h" pour $Q = 1$.

La figure III.2 présente le filtre "h" comme la superposition de 4 filtres bandes étroites travaillant dans les zones fréquentielles où le RSB est le plus favorable, donc, dans des minima locaux de la DSP du bruit. Plus on considère un nombre élevé de valeurs et vecteurs propres, au plus le filtre "h" s'approchera d'un filtre passe bande étalé sur toute la plage des fréquences utiles comme on peut le constater sur la figure III.3 où $Q = 10$.

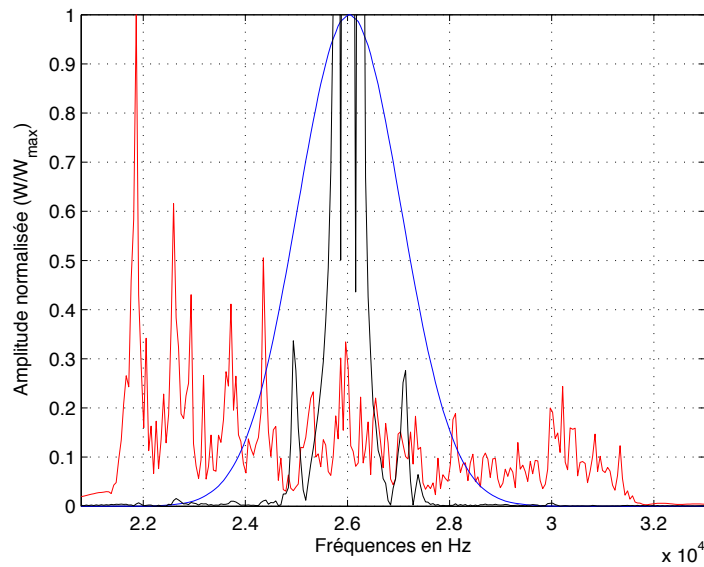


FIGURE III.2 – Comportement du filtre "h". En rouge : DSP du bruit ; en bleu : DSP du signal utile ; en noir : gabarit du filtre "h" pour $Q = 4$.

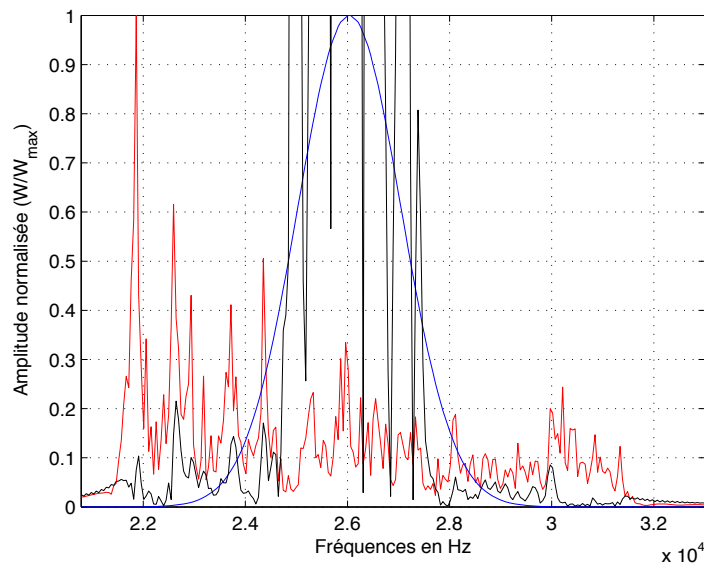


FIGURE III.3 – Comportement du filtre "h". En rouge : DSP du bruit ; en bleu : DSP du signal utile ; en noir : gabarit du filtre "h" pour $Q = 10$.

Toute la difficulté de la mise en œuvre du FAS revient donc à choisir le bon nombre Q d'éléments propres à considérer pour la construction du filtre. Selon III.12, ceci revient à procéder à une estimation *convenable* du RSB présent en entrée du filtre. La construction du filtre "h" a l'avantage de permettre aisément la reproduction de l'opération de filtrage sur n'importe quel signal par convolution classique.

III.2.6 Application au débruitage d'une observation polluée par un bruit blanc gaussien

Considérons l'observation présentée en figure III.4. Le RSB au sein de cette observation est de 0 dB. Il s'agit d'un bruit blanc gaussien dans lequel, le signal utile, qui apparaît vers 0,15 secondes du début de l'observation, est un chirp croissant de caractéristiques conformes à celles décrites dans la table I.8 pour le signal $p_2(t)$. On remarquera qu'une telle application est un cas particulier, où le FA est en utilisation optimale.

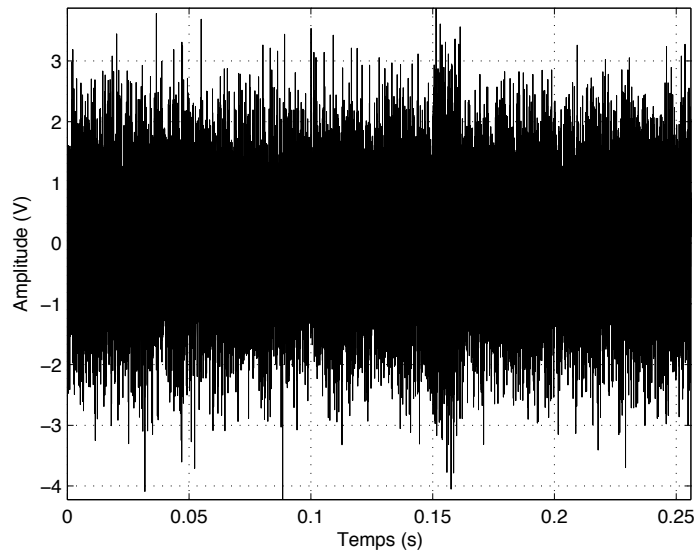
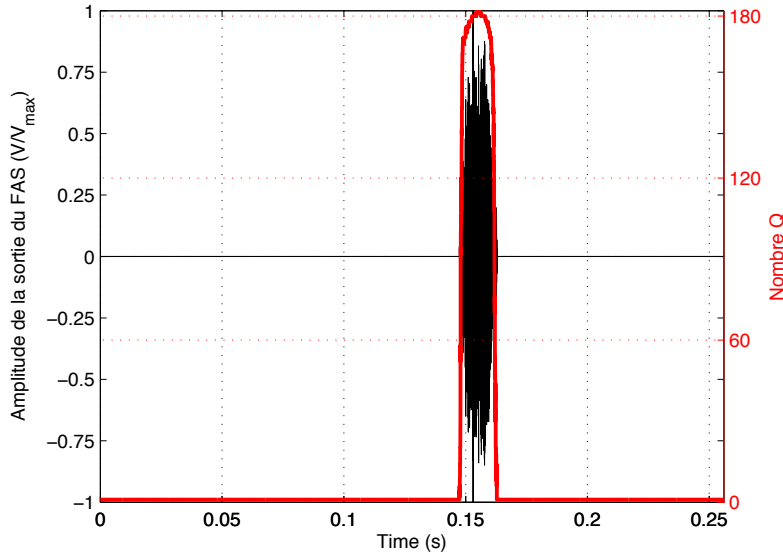


FIGURE III.4 – Observation polluée par un bruit blanc gaussien et contenant le signal $p_2(t)$ à 0.15 s. $RSB = 0\text{dB}$.


 FIGURE III.5 – Observation III.4 filtrée et évolution du nombre Q d'éléments propres mis en jeu.

La figure III.5 présente la sortie du FAS ainsi que l'évolution dans le temps du nombre de valeurs et vecteurs propres utilisés pour reconstruire le signal. Le caractère "variant dans le temps" du filtre est ainsi mis en évidence et explique l'allure du signal filtré où le bruit a été éliminé lorsque le signal n'est pas présent. Lorsque le signal est présent, un maximum de valeurs et vecteurs propres sont mis en jeu. La reconstruction du signal est alors totale. Toutefois, les valeurs et vecteurs propres associés à de grandes valeurs de Q véhiculent également du bruit. Ainsi, l'approximation \tilde{S}_Q de l'équation III.11 tend vers l'observation et le bruit est partiellement, voir totalement, reconstruit.

III.3 Compression d'Impulsion basée sur le FAS, le SMF-PC

III.3.1 Généralités

Le FAS étend les hypothèses de la Compression d'Impulsion classique aux cas où le signal est aléatoire et où le bruit est coloré. Ces hypothèses sont représentatives des conditions opérationnelles d'utilisation des systèmes au sein desquels la Compression d'Impulsion joue un rôle central. De façon à repousser les limites de fonctionnement de la Compression d'Impulsion, il

semble alors de bon sens de développer un nouvel outil de Compression d'Impulsion construit à partir du FAS.

III.3.2 Approche théorique

Considérons le vecteur Z_k , composé de K échantillons, correspondant au signal extrait de la fenêtre centrée sur le k -ième échantillon d'une observation bruitée, c'est-à-dire :

$$Z_k^T = \left\{ Z \left[k - \frac{K-1}{2} \right], \dots, Z[k], \dots, \left[k + \frac{K-1}{2} \right] \right\}. \quad (\text{III.19})$$

Comme le FAS est appliqué en utilisant un traitement par fenêtre glissante, seul l'échantillon situé au centre de la fenêtre est estimé, aussi les relations (III.11), (III.14) et (III.8), où $Q[k]$ correspond au nombre de valeurs propres vérifiant l'équation (III.12).

Afin d'estimer le RSB véhiculé par Z_k , la puissance du signal utile est directement calculée à partir de la donnée extraite de la fenêtre d'étude et la puissance du bruit est estimée sur une portion de l'observation Z où le signal n'est *a priori*, pas supposé être présent. L'estimation de la valeur de l'échantillon débruité d'indice k est réalisé par le produit scalaire :

$$\tilde{S}_k[k] = Z_k^T \underbrace{\sum_{m=1}^{Q[k]} \Psi_m \left[\frac{K+1}{2} \right] \Phi_m}_{h_{Q[k]}}. \quad (\text{III.20})$$

Le vecteur \tilde{S}_k de dimension K , est alors construit à partir des échantillons à partir de III.11.

Soit P_k le signal utile utilisé à l'émission. Le principe de la Compression d'Impulsion consiste à réaliser la corrélation entre P_k et l'observation Z_k . Comme l'utilisation du FAS, par son action de filtrage, modifie la nature de la donnée, il est nécessaire de modifier de la même façon la référence P_k avant de réaliser l'étape de Compression d'Impulsion. Considérons alors \tilde{C}_q être le résultat obtenu par application du FAS sur la référence C en considérant pour l'ensemble du

signal le même nombre q de valeurs propres, c'est à dire :

$$\tilde{C}_q = [C_k^0]^T h_q, \quad \forall k = 1 \dots K, \quad (\text{III.21})$$

où :

$$[C_k^0]^T = \left\{ C^0 \left[k - \frac{K-1}{2} \right], \dots, C^0[k], \dots, C^0 \left[k + \frac{K-1}{2} \right] \right\}, \quad (\text{III.22})$$

C^0 étant un vecteur de dimension $(2K-1)$ construit à partir de C , et complété avec des 0 sur ses bords.

Par la suite, le k -ième échantillon compressé $Z^{SMF-PC}[k]$ est obtenu par le produit scalaire entre le vecteur \tilde{S}_k et $\tilde{C}_{q=Q[k]}$:

$$Z^{SMF-PC}[k] = \tilde{S}_k^T \tilde{C}_{q=Q[k]}. \quad (\text{III.23})$$

Ainsi d'une part, la fenêtre Z_k est débruitée en utilisant, pour chaque échantillon et en fonction du RSB instantané, le nombre de valeurs propres le plus approprié. D'autre part, la donnée est compressée en utilisant une approximation de la référence obtenue avec le même nombre de valeurs propres que pour l'échantillon central de la fenêtre d'étude.

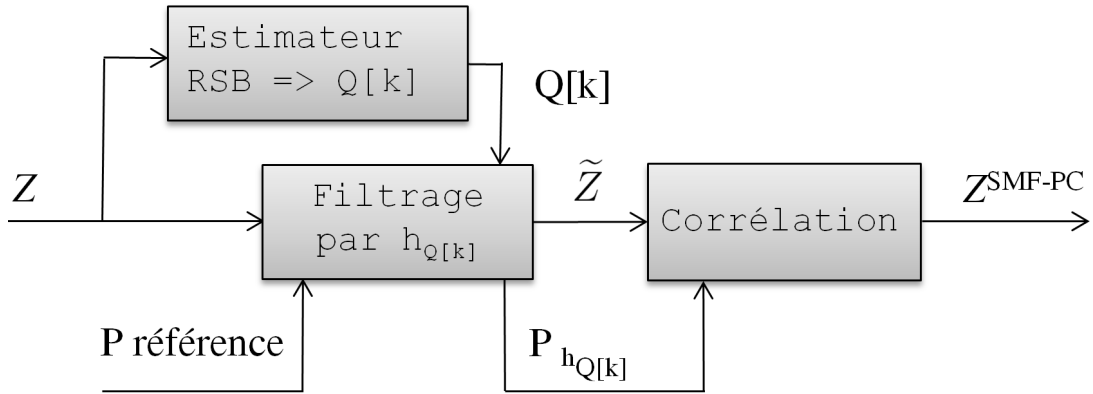


FIGURE III.6 – Schéma de principe du SMF-PC.

La figure III.6 explicite le principe de cette nouvelle chaîne de compression d'impulsion que l'on appelle "Stochastic Matched Filter - Pulse Compression" (SMF-PC) et qui fait l'objet de l'article [CJB10a].

III.4 Expérimentations et mesures

III.4.1 Essais sur signaux composé d'un signal utile déterministe et d'un bruit blanc

Considérons les simulations réalisées au chapitre I consacré au FA dont le signal utile est du type $p_1(t)$. Ce signal est décrit par le tableau I.7. Dans un premier temps, étudions le comportement du SMF-PC lorsque le signal est déterministe et le bruit blanc. Ce cas est le cas optimal du FA classique.

La figure III.7 présente simultanément le résultat de la Compression d'Impulsion classique en noir, et celui obtenu par le SMF-PC, en vert, lorsque le RSB de l'observation est de 20 dB (observation présentée par la figure II.3). Lorsque le signal n'est pas présent dans l'observation, le recours au FAS permet de réduire le niveau de bruit moyen d'environ 20 dB dans ce cas. En effet, la valeur de l'estimation de la puissance utile contenue dans l'observation étant faible, le nombre $Q(t)$ d'éléments propres mis en jeu est minimal ($Q(t) = 1$). Toutefois, lorsque le signal utile est présent, la totalité des éléments propres est utilisée. La figure III.8 où est représenté l'évolution du nombre $Q(t)$, met en évidence le travail réalisé par le FAS. La figure III.9, centrée sur le lobe principal nous permet de conclure à l'égalité des lobes obtenus par le Filtrage Adapté classique et le SMF-PC, ce dernier n'engendrant donc pas de perte en résolution.

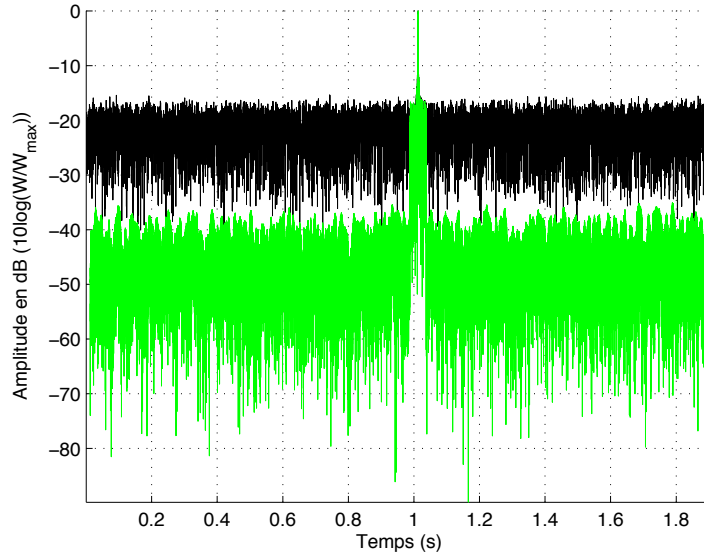


FIGURE III.7 – Compression d’Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque l’observation présente un RSB de 20 dB.

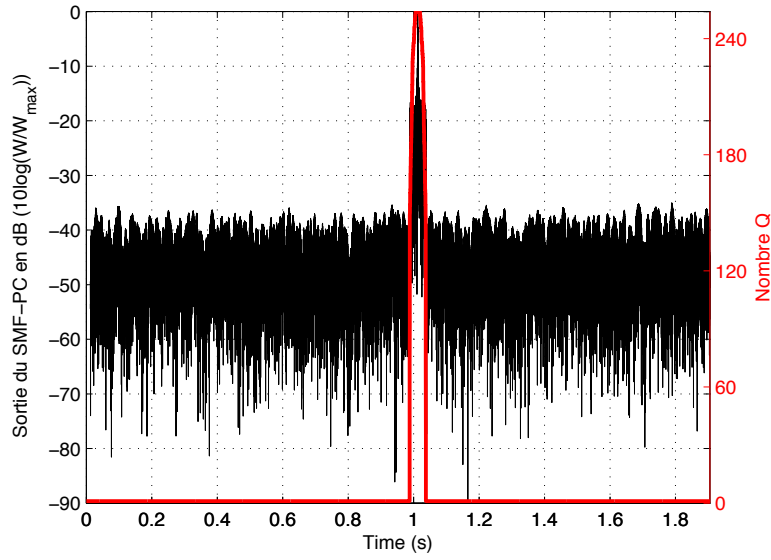


FIGURE III.8 – Evolution du nombre Q d’éléments propres mis en jeu et sortie du SMF-PC lorsque l’observation présente un RSB de 20 dB.

Nous pouvons également constater, sur cette dernière figure, que le SMF-PC génère un plateau de bruit aux environs du lobe de cohérence. Ce plateau est identique à celui généré par

la Compression d'Impulsion et provient du non-respect d'une hypothèse d'application du FAS : la stationnarité au second ordre des signaux. En effet, la théorie du FAS suppose que le signal, aussi bien que le bruit, sont stationnaires. Toutefois des applications sous-optimales du FAS, en termes de non respect des hypothèses de stationnarité des signaux, ont été menées avec des résultats intéressants comme dans [COU05].

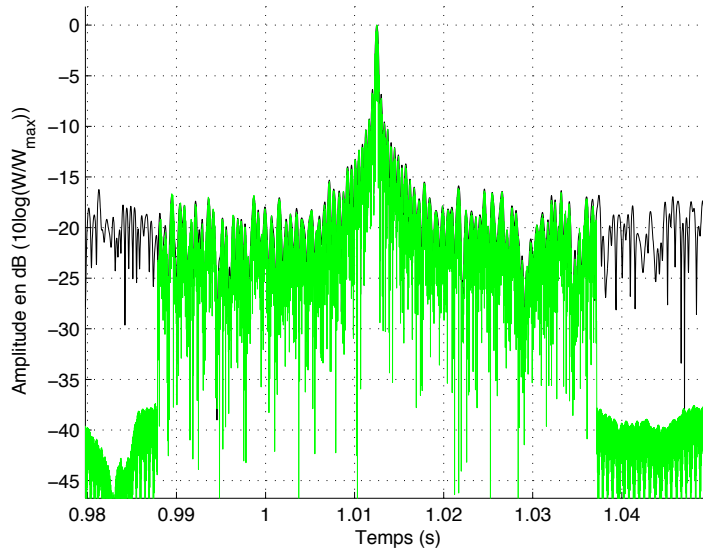


FIGURE III.9 – Lobes de cohérence obtenus en sortie de Compression d'Impulsion classique (noir) et du SMF-PC (vert) lorsque l'observation présente un RSB de 20 dB.

Dans notre cas, le FAS attribuant faussement un caractère stationnaire au signal $p_1(t)$, l'augmentation du RSB disponible sur la fenêtre d'étude engendre un nombre $Q(t)$ suffisamment grand pour que le signal filtré s'approche de l'observation et ce sur $2 \times \frac{T}{2}$ autour du signal. Supposons que le signal utile soit centré autour de la date t_0 . Ainsi, l'approximation de l'observation donnée par le FAS étant quasiment égale à l'observation elle-même, le SMF-PC fournit le résultat de la Compression Classique sur l'intervalle $[t_0 - T; t_0 + T]$ de durée $2T$. Pour la figure III.9, la date t_0 vaut 1.012 s, et la durée du signal T est de 0.025 s. Ainsi, le plateau de bruit est présent à partir de la date 0.987 s jusqu'à la date 1.037 s. Ce phénomène est due en particulier au caractère non-stationnaire du signal $p_1(t)$. Retenons que lorsque l'on se place dans l'intervalle $[t_0 - T; t_0 + T]$, le résultat obtenu par Compression d'Impulsion classique étant

identique à celui donné par le SMF-PC, nous ne constatons localement pas de perte, ni en gain de traitement, ni en résolution.

Procédons à présent à des essais du même type, mais avec une observation présentant un RSB de 0 dB, celle-ci étant représentée en figure III.10.

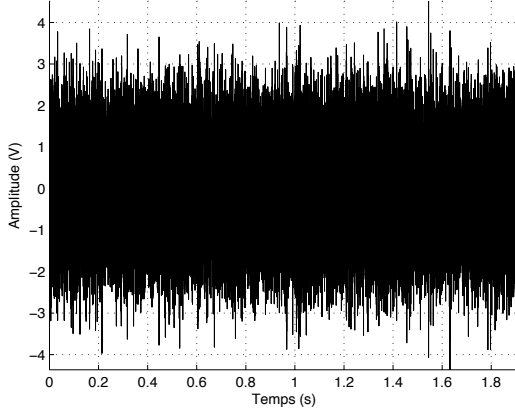


FIGURE III.10 – Observation composée d'un bruit blanc gaussien et d'un signal du type $p_1(t)$ présent vers 1 s avec un RSB de 0 dB. (A)

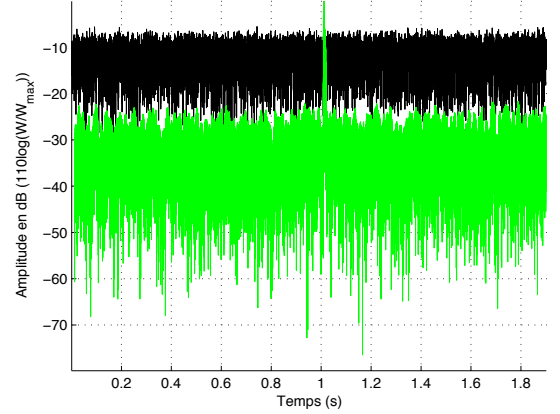


FIGURE III.11 – Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque l'observation présente un RSB de 0 dB. (A)

Le comportement du SMF-PC, dans le cas de la figure III.11, est tout à fait comparable à ce que l'on a pu observé sur la figure III.7. Nous constatons une forte réduction du niveau de bruit moyen d'environ 20 dB. De même la résolution n'est pas détérioré par le SMF-PC. On effectue le même essai, mais lorsque le RSB de l'observation est de -5 dB (figure III.12), RSB que l'on peut qualifier de "faible". L'étude des résultats présentés sur la figure III.13 montrent que le FA est encore opérationnel (génère un lobe de cohérence qui se démarque du niveau de bruit), alors que le SMF-PC ne semble pas fournir de lobe remarquable.

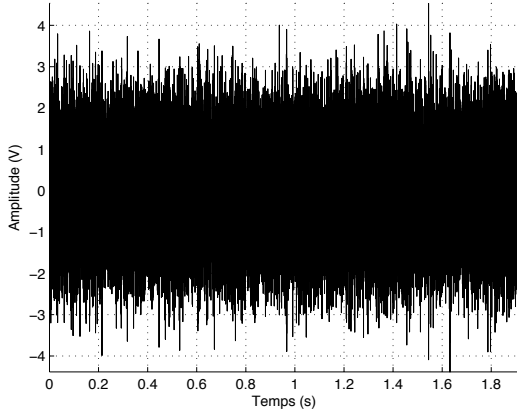


FIGURE III.12 – Observation composée d'un bruit blanc gaussien et d'un signal du type $p_1(t)$ présent vers 1 s avec un RSB de -5 dB. (A)

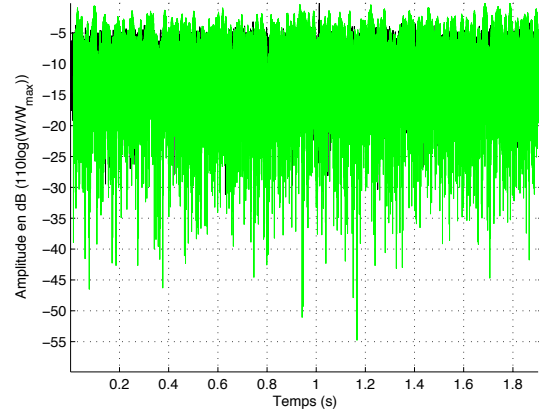


FIGURE III.13 – Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque l'observation présente un RSB de -5 dB. (A)

Ce comportement est lié au non-respect de l'hypothèse de stationnarité du bruit, contrairement au phénomène de l'apparition d'un plateau de bruit autour du lobe de cohérence qui est lié, quant à lui, à la non-stationnarité du signal. En effet, le bruit véhicule une puissance qui varie dans le temps. Ainsi, pour ce cas où le RSB en entrée est de -5 dB, l'estimation, réalisée au préalable sur une portion de l'observation ne contenant que du bruit, est élevée par rapport à la puissance utile contenue dans l'observation lorsque celle-ci véhicule le signal utile. Alors, le RSB en entrée n'est plus assez élevée pour générer un nombre $Q(t) > 1$. Par conséquent, l'information utile est détruite, contrairement à la Compression d'Impulsion classique, qui continue de présenter des résultats exploitables.

III.4.2 Essais sur signaux acquis en mer, DIVACOU 2010

Une série d'essais en mer a été réalisée en vue d'effectuer la comparaison des performances des algorithmes présentés dans ce document. Le navire utilisé est l'Europe, un catamaran de l'Ifremer possédant une motorisation par coque. Ce navire de pêche de 35 m n'est pas conçu pour l'utilisation d'équipements acoustiques et demeure particulièrement bruyant. Cependant, l'Ifremer souhaite déployer à partir de ce navire des engins sous marins (AUV, ROV) ayant recours à des systèmes de communications et de positionnement acoustiques. De ce fait, les

mesures de bruit réalisées à partir de l'Europe sont pertinentes et révélatrices des contraintes rencontrées en conditions opérationnelles.



FIGURE III.14 – Navire océanographique Europe.

Nos essais consistent à s'éloigner, selon une trajectoire la plus rectiligne possible, d'une balise répondeuse mouillée à 750m d'immersion. Les conditions climatiques sont alors assez favorables, avec un état de mer de 3 à 4. Connaissant la position GPS du navire pour chaque acquisition effectuée, il est alors possible de corrélérer la distance oblique navire-balise avec l'observation enregistrée. Considérons le cas, où la distance oblique entre le navire et la balise est de 1250 m. L'observation acquise est présentée en figure III.15. La puissance du bruit est estimée sur une portion de l'observation supposée ne contenir que du bruit. Celle-ci est déterminée connaissant, *a priori*, la distance horizontale entre la balise et le navire et l'instant d'émission du signal d'interrogation depuis le navire.

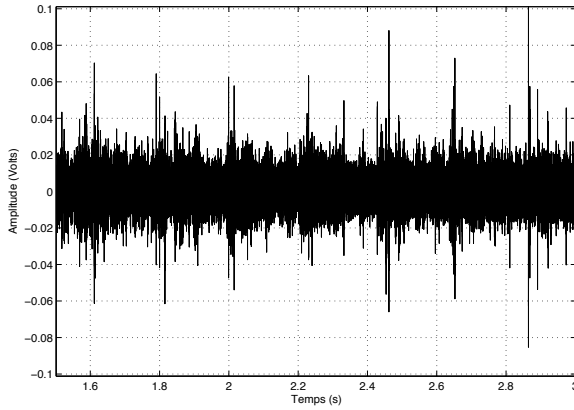


FIGURE III.15 – Observation opérationnelle (distance oblique de 1250 m). (A)

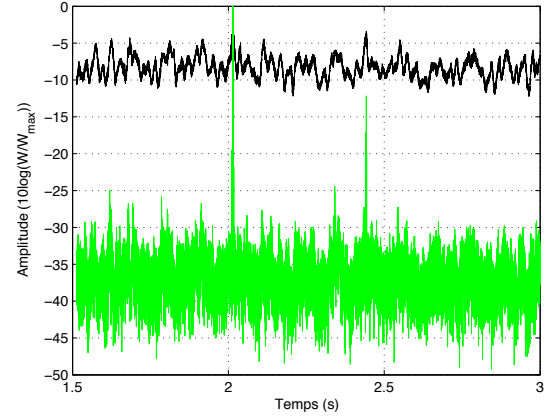


FIGURE III.16 – Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque la distance oblique est de 1250 m. (A)

L'observation présentée en figure III.15 comporte une série de bruits impulsionnels de fort niveau, même après filtrage passe-bande autour de la bande utile. Ceux-ci sont dus au bruits générés par la motorisation du navire et en particulier par l'hélice babord.

Nous constatons alors avec le SMF-PC, la réduction du niveau de bruit moyen d'environ 30 dB, par rapport à la Compression d'Impulsion classique. Toutefois, un pic de puissance est généré aux alentours de 2.4 seconde, lequel demeure environ 10 dB en dessous du niveau de bruit généré par la Compression d'Impulsion classique. Ce pic est lié à une forte variation locale de la puissance du bruit. Cette variation de la puissance peut être représentative de l'apparition d'un signal issu d'une réflexion fond (correspond à environ 600 m de distance supplémentaire parcourue). Dans ce cas, l'étape de Compression d'impulsion génère un lobe de cohérence secondaire respectant le contenu de l'observation. Cependant, la conjecture de la présence d'un écho fond ne peut pas être vérifiée avec certitude. Ce bruit local peut correspondre au bruit impulsionnel généré par le navire (hélice). Dans l'hypothèse où l'observation ne véhicule pas d'écho fond, la puissance du bruit augmentant, l'organe de débruitage du SMF-PC reconstruit partiellement et localement l'observation, engendrant une hausse de la puissance du bruit localement en sortie. Ce phénomène traduit le non-respect de l'hypothèse de stationnarité sur le bruit, les mesures de sa puissance et de son autocorrélation dépendant du temps. L'apparition d'un tel pic, peut générer une fausse alarme si le détecteur situé en aval ne tient pas compte des

variations de la puissance du bruit au sein de l'observation. Le recours aux techniques de détection reposant sur l'emploi d'un seuil adaptatif, comme le CFAR, doivent alors être privilégiés.

Les résultats de la figure III.18 sont issus de l'exécution de la Compression d'Impulsion classique sur l'observation acquise à une distance oblique de 2136 m (figure III.17). La présence de bruits impulsionnels liés à la motorisation du navire est remarquable.

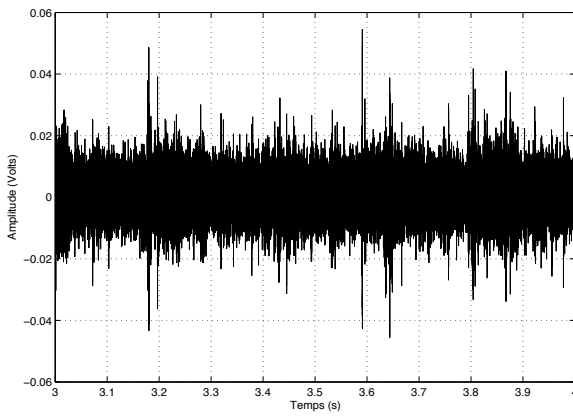


FIGURE III.17 – Observation opérationnelle (distance oblique de 2136 m). (A)

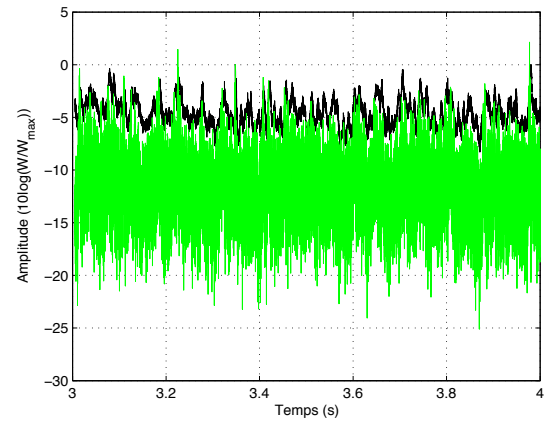


FIGURE III.18 – Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque la distance oblique est de 2136 m. (A)

Dans ce cas, du fait de la faible puissance du signal utile, ni la Compression d'Impulsion classique, ni le SMF-PC, ne parviennent à fournir un lobe de cohérence distinct (III.18). Nous avons vu, au cours de l'étude de la figure III.16, un exemple pratique où l'on peut considérer que la puissance du bruit, a été *a priori* sous-estimée. Dans le cas contraire, lorsque la puissance du bruit est sur-estimée, l'augmentation de la puissance liée à l'apparition du signal utile, peut ne pas être suffisamment forte pour générer un nombre $Q(t) > 1$. L'information utile est alors détruite et l'étape de Compression d'Impulsion ne peut produire de lobe de cohérence, faute de présence d'un signal utile suffisamment reconstruit au sein de l'observation filtrée. Ici, les limites du SMF-PC sont atteintes, la génération de multiples pics de puissances ne permettent pas d'obtenir en sortie un RSB meilleur que celui produit par la Compression d'Impulsion classique.

III.5 Bilan

III.5.1 Abaisse le niveau de bruit moyen

Au chapitre II, l'étude des limites de la Compression d'Impulsion classique nous a menée à élargir dans ce chapitre III, les hypothèses d'application du FA. Le canal de propagation influant nécessairement sur le signal utile, on peut alors de façon générale considérer le signal utile comme étant toujours une réalisation d'un processus aléatoire. D'autre part, l'expérience montre que le bruit ambiant est souvent coloré, pour celles bien pour les application sous-marines, que aussi relatives à d'autres domaines. Ainsi le recours au FAS, vérifiant ces hypothèses, s'impose naturellement. Les expérimentations menées tant sur signaux simulés que provenant d'essais en mer, fournissent des résultats présentant une réduction du niveau de bruit moyen facilitant d'autant le travail en aval de l'opération de détection.

III.5.2 Dépendance du taux de réduction du bruit en fonction du RSB en entrée

Des simulations numérique on permet de mettre en évidence la dépendance du taux de réduction du bruit moyen en fonction du RSB présent sur l'observation. Ces résultats sont présenté par la figure III.19. Le taux de réduction du bruit en fonction du RSB en entrée n'est ni constant ni linéaire. Selon le principe de fonctionnement du FAS, le cœur de la méthode repose sur l'estimation du RSB présent à l'entrée de la chaîne de traitements. Supposons que le signal utile soit présent dans la fenêtre courante. Supposons également que la comparaison entre l'estimation *a priori* de la puissance du bruit et l'estimation de la puissance contenue dans la fenêtre courante n'engendre qu'un faible nombre d'éléments propres. Dans ce cas l'information utile est alors partiellement détruite. D'un point de vue pratique ce type de cas peut se rencontrer si le signal est de faible puissance (source éloignée du récepteur), mais aussi, si la puissance du bruit est sur-estimée (variations de la puissance du bruit dans le temps). Ainsi donc, le fonctionnement du SMF-PC s'apparente à un fonctionnement "TOUT-OU-RIEN".

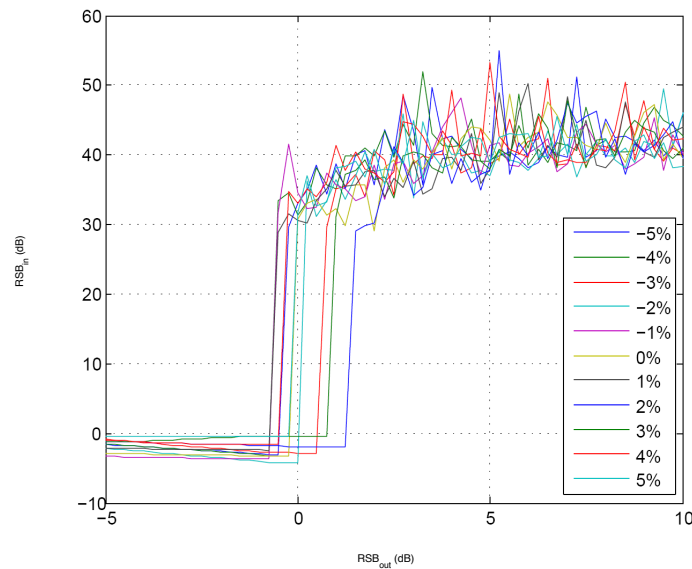


FIGURE III.19 – Mise en évidence du fonctionnement "TOUT-OU-RIEN" du SMF-PC en fonction du RSB disponible en entrée et en fonction du taux Doppler impactant le signal.

Pour la figure III.19, l'axe des ordonnées est le RSB véhiculé par l'observation et l'axe des abscisses est le RSB disponible sur la sortie du SMF-PC. Chaque courbe correspond à une observation constituée d'un bruit de mer prélevé durant la campagne DIVACOU 2009, où un signal du type I.8 est additionné tout en contrôlant le RSB. De plus, nous ajoutons un taux Doppler qui impacte le signal utile de sorte à simuler une déformation (aisément reproductible) du signal utile (voir échelle, le taux Doppler étant donnée en % de la fréquence centrale du signal). Le faisceau de courbes permet vérifier clairement le comportement "TOUT-OU-RIEN" de l'algorithme, la limite de fonctionnement étant atteinte pour un RSB en entrée autour de 0 dB. Ainsi donc, en comparaison avec la Compression d'Impulsion classique, le SMF-PC fournit une meilleure réduction du niveau de bruit moyen lorsque le RSB en entrée est élevé mais sera cependant moins efficace sur ce plan si le RSB en entrée est faible.

III.5.3 Domaine applicatif de la méthode SMF-PC

Le SMF-PC permet une réduction considérable du niveau de bruit moyen lorsque le bruit présente peu de fluctuations de puissance et que le RSB en entrée est supérieur à 0 dB. Pour l'application ciblée, l'usage veut que les détecteurs associés soient conçus en tenant compte de l'apparition éventuelle de fluctuations du niveau de bruit en sortie de Compression d'Impulsion. En pratique, pour un détecteur type Neyman-Pearson, le seuil est relevé de 12 à 18 dB par rapport au niveau de seuil donné par la théorie. De fait, la forte réduction du niveau de bruit moyen induite par le SMF-PC permet de réduire le niveau du seuil effectif. Ceci à pour conséquence d'augmenter la portée du système de positionnement considéré. Le SMF-PC est donc une technique très intéressante.

III.6 Conclusion et recours aux techniques Temps-Fréquence

Au cours de ce chapitre, nous avons développé et expérimenté l'algorithme SMF-PC, une nouvelle forme de Compression d'Impulsion. Cet algorithme repose sur une utilisation du FAS en tant qu'outil de débruitage, suivit d'une étape de Compression d'Impulsion classique. La référence alors utilisée est le signal issue du filtrage FAS du modèle du signal utile disponible. Cette méthode, sujet de l'article [CJB10a] a nécessité l'élaboration du filtre "h". Celui-ci confère au FAS une utilisation plus intuitive que celles qui ont été présentés dans la littérature jusqu'ici. Le SMF-PC a été soumis à des expérimentations d'abord effectuées à partir de signaux simulés de RSB variable. Par la suite, d'autres simulations ont été réalisées à partir d'observations issues d'essais en mer. De ces multiples simulations numériques, nous pouvons retenir que :

- lorsque la puissance du bruit n'est pas soumise à de fortes fluctuations et lorsque le RSB en entrée est supérieur à 0 dB environ, le SMF-PC réduit fortement le niveau du bruit moyen sans perte en résolution ;
- lorsque la puissance du bruit n'est pas soumise à de fortes fluctuations et lorsque le RSB en entrée est inférieur à 0 dB environ, le SMF-PC n'est plus dans la plage de fonctionne-

ment, et ne produit pas de lobe de cohérence remarquable ;

- lorsque la puissance du bruit est soumise à de fortes fluctuations et quelque soit le RSB en entrée, le SMF-PC génère des pics de puissance pouvant perturber la détection d'un lobe de cohérence dans le cas où il serait présent. Toutefois, le niveau ces pics perturbateurs demeurent inférieurs au niveau de bruit généré par la Compression d'Impulsion classique.

Ainsi, le recours au FAS semble naturel lorsque l'on considère le caractère aléatoire des signaux et la coloration du bruit. Du fait de la réduction du niveau du seuil du détecteur situé en aval, la réduction du niveau de bruit moyen correspond à une augmentation potentielle de la portée des systèmes de positionnement. On a vu précédemment que les signaux à modulation de fréquence, ou de phase, sont largement utilisés pour les communication acoustiques sous-marine en général (et les systèmes de positionnement en particulier). On a également vu que le bruit de mer peut présenter des fluctuations de puissance nuisibles à l'efficacité de l'opération de filtrage du SMF-PC. Mais, *a contrario*, le FAS exige comme hypothèse d'application que le signal utile tout comme le bruit soient stationnaires. Ainsi, il peut être intéressant de reconsidérer la méthode de Compression d'Impulsion, en prenant compte des non-stationnarités du signal utile et du bruit. Les techniques Temps-fréquence ont été développées pour l'étude de signaux de ce type. Nous nous proposons donc de concevoir une nouvelle méthode de Compression d'Impulsion alliant l'intérêt du FAS et celle du Temps-Fréquence.

Compression d'Impulsion via le couplage de techniques Temps-Fréquence et du Filtrage Adapté Stochastique (WV-SMF-PC)

IV.1 Introduction

Le chapitre précédent a été consacré à l'élaboration d'une nouvelle technique de Compression d'Impulsion, le SMF-PC. Les essais alors menés permettent de penser que le SMF-PC pourrait, pour un RSB fixé en entrée, et pour une probabilité de fausse alarme donnée, accroître la probabilité de détection par rapport à l'utilisation de la méthode classique. Toutefois, cette méthode ne semble pas permettre de répondre pleinement à notre problématique. Cette dernière est, rappelons le, d'augmenter la portée de détection et donc de pouvoir produire un lobe de cohérence distinct dans les situations où l'observation est telle que la Compression d'Impulsion classique ne peut le faire. En effet la théorie du FAS nous impose que les signaux doivent être stationnaires au second ordre. Or, ce n'est pas toujours le cas en ce qui concerne le bruit et ce n'est jamais le cas pour un signal modulé en fréquence. Il a également été remarqué que les limites de performances du SMF-PC, en terme d'amélioration du RSB, dépendent grandement de l'estimation de la puissance du bruit. L'idée consiste alors de tenter de compenser l'hypothèse de stationnarité imposée par le FAS en ayant recours aux techniques temps-fréquence, en particulier pour estimer le RSB véhiculé par l'observation. Après un bref rappel des techniques temps-fréquences liées à la Compression d'Impulsion, nous présenterons la théorie du WV-SMF-PC (pour Wigner Ville - Stochastic Matched Filter - Pulse Compression) suivie d'expérimentations sur signaux simulés et réels (en adéquation avec ce qui a été fait au chapitre III). Pour finir, nous procèderons à un bilan étendu avant de conclure ce chapitre.

IV.2 Temps-fréquence

IV.2.1 Filtrage Adapté Temps-Fréquence (FATF)

Le monde qui nous entoure est riche en signaux non-stationnaires c'est-à-dire *dont les caractéristiques fréquentielles évoluent au cours du temps* (musique, biologique, voix humaine...). Pour l'étude de ces signaux, la transformée de Fourier, outil classique de l'analyse fréquentielle, est insuffisante car elle dissocie l'information spectrale du repère temporel. Ainsi, les approches dites "temps-fréquence" permettent de mieux décrire la fréquence instantanée des

signaux non-stationnaires. Patrick Flandrin dans [FLA98] propose "[...] de construire un *Filtre Adapté Temps-Fréquence*, par maximisation d'une fonction de contraste (ou RSB) basée sur une description temps-fréquence convenable.". Par conséquent la Compression d'Impulsion peut être réalisée par intégration de la fenêtre temps-fréquence moyennant l'utilisation d'une distribution appropriée.

Considérons le signal déterministe $p(t)$, un chirp linéaire de durée T et de fréquence instantanée $\nu_i(t)$. Soit $\mathbf{P}(t, \nu)$ la représentation temps-fréquence du signal d'intérêt $p(t)$, quelle que soit la distribution temps-fréquence. On définit donc le *Filtre Adapté Temps-Fréquence* (FATF) par l'opération de filtrage réalisée suivant l'expression IV.1 :

$$S(t) = \int_t^{t+T'} \int_{\nu_1}^{\nu_2} \mathbf{M}(u, \nu) \mathbf{P}(u, \nu) d\nu du, \quad (\text{IV.1})$$

où ν_1 et ν_2 sont respectivement les fréquences qui bornent le support fréquentiel du signal $p(t)$, où T' est la durée d'intégration choisie, et enfin où $\mathbf{M}(t, \nu)$ est le masque temps-fréquence utilisé, équivalent de la référence utilisée pour le Filtre Adapté classique, généralement déduit de la fréquence instantanée du signal d'intérêt. En effet, le signal d'intérêt étant connu, il peut sembler judicieux de choisir la durée d'intégration égale à la durée du motif d'intérêt en posant $T' = T$. Le masque, naturellement associé à la référence temps-fréquence, est le chemin temps-fréquence parcouru par la fréquence instantanée $\nu_i(t)$ du signal utile. Sous ces considérations, l'équation IV.1 devient :

$$S(t) = \int_t^{t+T} \mathbf{P}(u, \nu_i(u)) du. \quad (\text{IV.2})$$

Or, de nombreuses représentations temps-fréquence existent et le **choix** de cette représentation est fondamental. Il est bien connu que la transformée de Gabor, bien qu'offrant le compromis optimal en terme de résolution temps/fréquence, demeure soumise au principe d'incertitude d'Heisenberg, *i.e.* une augmentation de la résolution fréquentielle ne sera obtenue qu'au prix d'une dégradation de la résolution temporelle et réciproquement. Cette méthode de production du plan temps-fréquence ne peut ainsi pas être appliquée à notre problématique. Pour limiter les

contraintes imposées par le principe d'incertitude d'Heisenberg, d'autres transformées ont vu le jour, comme la transformée de Wigner-Ville (notée WV). Cette dernière possède la propriété de "localiser" parfaitement un signal modulé linéairement en fréquence ([FLA98]). La distribution de WV semble donc séduisante pour notre application. Pour l'illustration, considérons à présent le signal utile $p(t)$, un chirp croissant de fréquence centrale 10 kHz, de 3 kHz de bande et d'une durée de $T = 10$ ms. En figure IV.1 nous présentons un plan temps-fréquence de ce signal réalisé à partir de la distribution de WV. De façon générale, lorsque le temps t et la fréquence ν appartiennent tous deux à l'espace de réels \mathbb{R} , l'expression de la sortie du FATF est donnée par l'équation continue suivante :

$$\mathbf{P}^{WV}(t, \nu) = \int p(t - \frac{\tau}{2})p^*(t + \frac{\tau}{2}) \exp(-2i\pi\nu\tau) d\tau. \quad (\text{IV.3})$$

L'exécution du FATF étant réalisée dans le domaine numérique, considérons les variables discrètes k et l respectivement représentatives du temps et de la fréquence échantillonnées. Ainsi, la figure IV.1 est la représentation temps-fréquence associée à la référence $p[k]$, de dimension $1 \times K$, que l'on a choisit pour réaliser le FATF. La référence $p[k]$ est un chirp à modulation linéaire. Le masque, $\mathbf{M}[k, l]$ est alors le segment de droite représentatif du chemin parcouru par sa fréquence instantanée $\nu_i[k]$ dans le plan temps fréquence. En pratique, les domaines fréquentiel et temporel sont échantillonnés de sorte que la matrice $\mathbf{M}[k, l]$ soit de dimension $K \times K$. Cette matrice carré est alors diagonale (ou anti-diagonale suivant le sens des axes choisis) d'expression :

$$\mathbf{M}[k, l] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

matrice représentée par la figure IV.2.

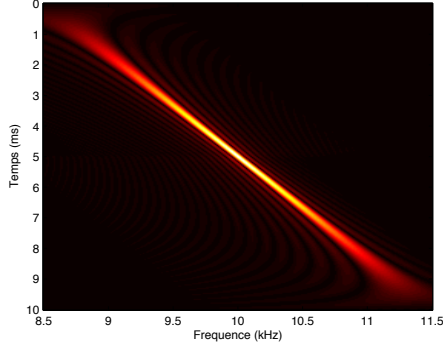


FIGURE IV.1 – Représentation de WV du signal $p(t)$ notée $\mathbf{P}^{WV}(t, \nu)$.

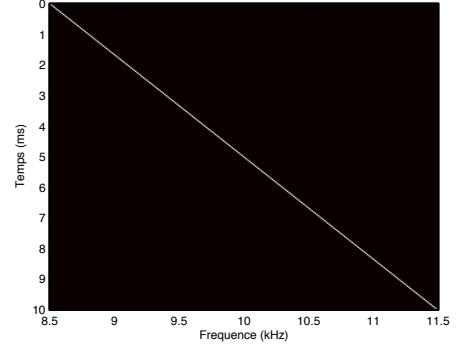


FIGURE IV.2 – Référence temps-fréquence associée au signal $p(t)$ notée $\mathbf{M}(t, \nu)$.

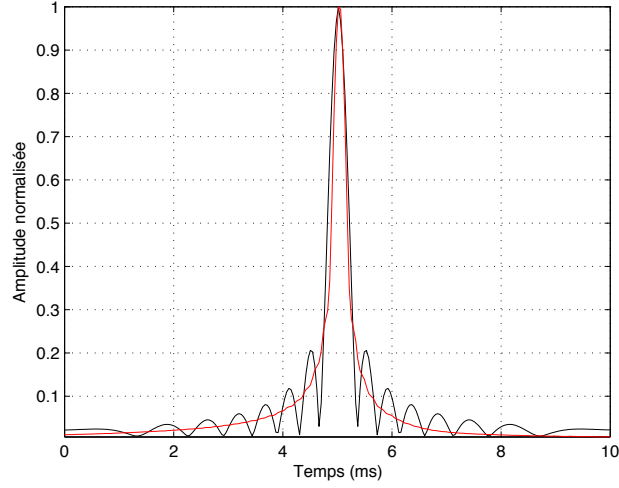


FIGURE IV.3 – Comparaison FA classique avec le FATF.

Afin de comparer les résultats obtenus par la Compression d'Impulsion classique et par le FATF, nous proposons d'étudier la figure IV.3, où sont tracés le résultat obtenu par FA classique en noir et le résultat obtenu suivant l'équation IV.2 en rouge. La construction du plan temps-fréquence est réalisée à partir de la distribution de WV, soit :

$$S(t) = \int_t^{t+T} \mathbf{P}^{WV}(u, \nu_i(u)) du. \quad (\text{IV.4})$$

Ces résultats (figure IV.3) permettent de montrer la similitude existant entre le FA classique et

le FATF. Au niveau du lobe principal, les faibles différences apparaissant sur cette figure sont représentatives de la résolution temps-fréquence imposée par l'échantillonnage. Ces deux méthodes produisent des lobes principaux similaires validant le principe de la réalisation du Filtre Adapté Temps-Fréquence. Concernant les lobes secondaires, de part leur caractère oscillatoire, ils sont lissés par intégration lors de la réalisation du FATF, ce qui peut présenter un avantage.

IV.2.2 Estimation de la puissance temps-fréquence

La clef de l'algorithme SMF-PC développé au chapitre III repose sur l'estimation du "*RSB instantané*"; noté $\rho(t)$, du signal dans la fenêtre d'étude. Les techniques temps-fréquence nous permettent de définir le *RSB temps-fréquence* que l'on note $\rho(t, \nu)$. Soit $Z(t)$ l'observation reçue, on suppose qu'il existe au moins un intervalle de temps centré sur la date t_N et de durée supérieure ou égale à la durée T du motif recherché durant lequel le signal utile n'est pas présent et appelons Z_N cette portion. La partition de l'observation Z_N ne véhicule alors que du bruit. La puissance temps-fréquence estimée sur cette portion est notée $\sigma_N^2(t_N, \nu)$. L'estimation de la puissance du bruit peut se faire au moyen de la mise en œuvre du principe du *Maximum de Vraisemblance* reposant sur l'intégration du plan temps-fréquence selon la référence temps-fréquence choisie. Moyennant l'obtention d'un estimé de la puissance temps-fréquence du bruit $\sigma_N^2(t_N, \nu)$, on est alors en mesure d'estimer le RSB temps-fréquence $\rho(t, \nu)$ suivant le rapport :

$$\rho(t, \nu) = \frac{\sigma_Z^2(t, \nu) - \sigma_N^2(t_N, \nu)}{\sigma_N^2(t_N, \nu)}, \quad (\text{IV.5})$$

$\sigma_Z^2(t, \nu)$ étant la puissance temps-fréquence calculée à partir de la fenêtre courante centrée sur la date t selon la définition suivante :

$$\sigma_Z^2(t, \nu) = \mathbf{Z}^{WV}(t, \nu_i(t)), \quad (\text{IV.6})$$

équation fondamentale de l'algorithme WV-SMF-PC décrit ci-après.

IV.3 Le WV-SMF-PC (Wigner Ville - Stochastic Matched Filter - Pulse Compression)

IV.3.1 Généralités

Le recours aux techniques temps-fréquence en vue de compenser l'hypothèse de stationnarité des signaux, imposée par la théorie du FAS nous conduit à développer le WV-SMF-PC (pour Wigner Ville - Stochastic Matched Filter - Pulse Compression). Ainsi donc, cette nouvelle technique de compression d'impulsion peut se décomposer en quatre grandes étapes sont :

1. Construction de la fenêtre temps-fréquence centrée sur l'échantillon courant ;
2. Estimation du RSB temps-fréquence de l'observation courante ;
3. Débruitage FAS de la fenêtre temps-fréquence courante ;
4. Filtrage Adapté Temps-Fréquence (FATF) à partir de la fenêtre courante filtrée.

Ainsi, le WV-SMF-PC exploite les informations sur la répartition temps-fréquence de la puissance du bruit et du signal reçu dont le principe théorique est exposé ci-après.

IV.3.2 Principe théorique

Il a été vu en section IV.2.1 que la Compression d'Impulsion pouvait être effectuée à partir du plan temps-fréquence suivant l'équation IV.1. Or, il est possible de réaliser la Compression d'Impulsion à partir du plan temps-fréquence filtré, suivant l'équation suivante :

$$S(t) = \int_t^{t+T} \int_{\nu_1}^{\nu_2} \mathbf{H}_{\mathbf{Q}(u,v)}(u,v) \mathbf{M}(u,v) \mathbf{Z}^{WV}(u,v) dv du, \quad (\text{IV.7})$$

où

- $\mathbf{Z}^{WV}(t, \nu)$ est le plan temps fréquence de l'observation issu de la fenêtre d'étude centrée sur l'instant t , c'est-à-dire :

$$S(t) = \int_t^{t+T} \mathbf{Z}^{WV}(u, \nu_i(u)) du; \quad (\text{IV.8})$$

- $\mathbf{M}(t, \nu)$ est le masque temps-fréquence associé à la référence
- $\mathbf{H}_{\mathbf{Q}(t, \nu)}(t, \nu)$ est le filtre adapté stochastique temps-fréquence défini par

$$\mathbf{H}_{\mathbf{Q}(t, \nu)}(t, \nu) = \int_t^{t+T} \mathbf{h}_{\mathbf{Q}(u, \nu_i(u))}(u) \exp(-2i\pi\nu u) du, \quad (\text{IV.9})$$

avec

$$h_{\mathbf{Q}(t, \nu)}(v_1 - v_2) = \sum_{m=1}^{\mathbf{Q}(t, \nu)} \Phi_m(v_1) \Psi_m(v_2), \quad (\text{IV.10})$$

où le nombre $\mathbf{Q}(t, \nu)$ est le nombre de valeurs propres λ_m vérifiant l'expression $\lambda_m \rho(t, \nu) > 1$ à l'instant t et pour la fréquence ν .

Ainsi, le nombre d'éléments propres à considérer dépend à la fois du temps et de la fréquence, on le note alors $\mathbf{Q}(t, \nu)$. Pour une application classique du FAS, le nombre $Q(t)$ dépend seulement du temps. Ici, l'utilisation de $Q(t)$ reviendrait à utiliser, pour un instant t_0 donné et une fenêtre temps-fréquence centrée sur cet instant, un seul et même filtre pour l'ensemble de la fenêtre, ce qui était réalisé dans [CJB10b]. Le fait de considérer un nombre $\mathbf{Q}(t, \nu)$, temps et fréquence dépendant, nous permet de filtrer la fenêtre d'étude avec une batterie de filtres pouvant être de gabarits différents pour tout instant appartenant à la fenêtre d'étude [JCB11]. La pertinence de cette double dépendance temps et fréquence réside dans la considération de la répartition de la puissance temps-fréquence du bruit et du signal. En effet, il s'avère que le bruit ambiant lors d'applications sous-marines n'est pas réparti de façon homogène le long du chemin temps-fréquence parcouru par la fréquence instantanée du signal utile. De façon plus formelle, l'observation Z étant un signal échantillonné, le nombre de valeurs et vecteurs propres dépend alors du temps k et de la fréquence l discrétisés, soit $\mathbf{Q}[k, l]$. Celui-ci est alors donnée par :

$$\lambda_m \rho[k, l] > 1, \quad (\text{IV.11})$$

en référence à l'équation III.13 du chapitre III. En supposant le signal utile P échantillonné et défini sur K échantillons, la fenêtre d'étude temps-fréquence contient alors K échantillons.

Ainsi pour chaque échantillon courant k , K filtres de gabarit pouvant être différents seront utilisés pour débruiter la fenêtre temps-fréquence.

IV.3.3 Illustration du principe de fonctionnement du WV-SMF-PC

Nous nous proposons ici d'illustrer le principe de fonctionnement du WV-SMF-PC et en particulier l'opération de filtrage de la fenêtre temps-fréquence. Considérons le cas où une observation est constituée d'un signal d'intérêt déterministe, pollué par un bruit aléatoire coloré, acquis en mer et présentant un RSB de 20 dB. Le signal d'intérêt est un signal à modulation linéaire (et croissante) de fréquence et dont les caractéristiques sont données par le tableau I.8 donné au chapitre I.

La figure IV.4 est la visualisation de la fenêtre d'étude temps-fréquence courante sur la zone de bruit Z_N . L'analyse du plan temps-fréquence IV.4 révèle assurément le caractère non-stationnaire de ce bruit acquis lors d'essais en mer. À chaque instant, le filtre temps-fréquence variant dans le temps $\mathbf{H}_{Q(t,\nu)}(t, \nu)$, est calibré et mis en œuvre.

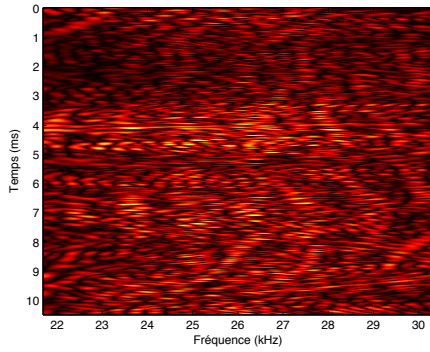


FIGURE IV.4 — Fenêtre d'étude temps-fréquence d'une portion de la zone de bruit.

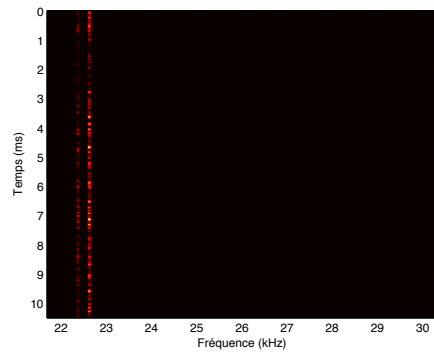


FIGURE IV.5 — Fenêtre d'étude temps-fréquence associée à la figure IV.4 obtenue après filtrage.

L'opération de filtrage conduit alors à l'obtention de la figure IV.5 où le bruit est globalement éliminé. L'observation ne véhiculant que du bruit, l'estimation du RSB présent à l'entrée

conduit à un nombre $\mathbf{Q}(t, \nu) = 1, \forall(t, \nu)$.

Considérons à présent la fenêtre temps-fréquence centrée sur l'instant d'apparition du signal utile donnée en figure IV.6.

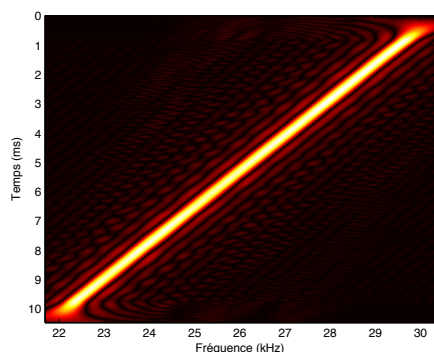


FIGURE IV.6 – Fenêtre d'étude temps-fréquence de la zone utile.

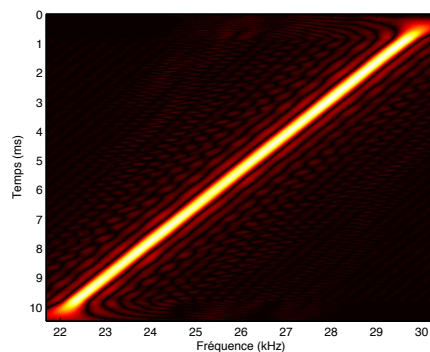


FIGURE IV.7 – Fenêtre d'étude temps-fréquence associé à la figure IV.6 obtenue après filtrage.

Le filtre temps-fréquence alors généré par le FAS correspond à un filtre présentant un comportement passe-tout sur toute la fenêtre temps-fréquence, l'atténuation du filtre est minimale comme en témoigne la figure IV.7 où l'ensemble de l'observation est reconstruite. Ainsi donc, à la suite de l'opération de filtrage, on parvient à conserver le signal utile sans détérioration (figure IV.7) et tout en réduisant fortement l'incidence du bruit lorsque l'observation ne véhicule pas le signal d'intérêt. On notera que le RSB est largement favorable (20dB), la dynamique de la colorisation de la figure masque le bruit qui demeure néanmoins présent.

IV.4 Expérimentations et mesures

IV.4.1 Essais sur signaux composé d'un signal utile déterministe et d'un bruit blanc :

Afin de valider le comportement du WV-SMF-PC, nous nous proposons de réaliser une série d'expériences à partir de signaux synthétiques. Considérons dès lors, le cas d'une observation composée d'un signal déterministe et d'un bruit blanc. Nous nous plaçons donc dans le cas où les hypothèses de la Compression d'Impulsion classique sont respectées. Le signal utile est conforme au signal décrit en I.8 et le bruit est blanc dans la bande. Considérons le cas où l'observation ainsi construite présente un RSB de 10 dB, cette observation est représentée en figure IV.8.

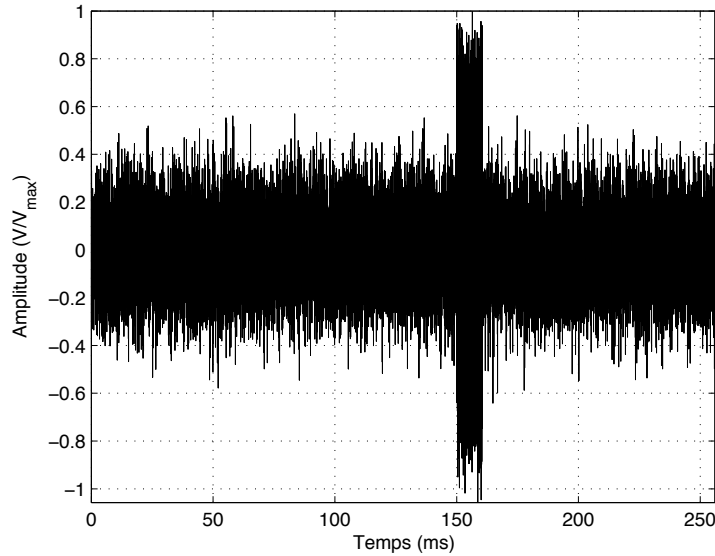


FIGURE IV.8 – Observation synthétique ($RSB = 10$ dB)

Le résultat de la Compression d'Impulsion classique, représenté en noir sur la figure IV.9 conduit sans ambiguïté à la mise en évidence de la présence du signal d'intérêt. Il en est de même avec le SMF-PC, en vert et le WV-SMF-PC en rouge. Notons que le signal d'intérêt est déterministe et que le bruit est blanc dans la bande utile. Ainsi, le FA maximise de façon optimale le RSB en sortie du filtre. Il peut alors paraître surprenant de constater que les algorithmes

SMF-PC et WV-SMF-PC fournissent, en sortie, un RSB largement supérieur à celui produit par le FA, qui est optimal. Ceci s'explique par le fait que le SMF-PC et le WV-SMF-PC sont des "chaînes de traitement" composées d'un organe débruiteur positionné en amont du FA. De ce fait, le résultat obtenu par les "chaîne de traitements" SMF-PC ou WV-SMF-PC peut être meilleur, au sens de l'augmentation du RSB, que celui obtenu par le FA, même lorsque son application est optimale.

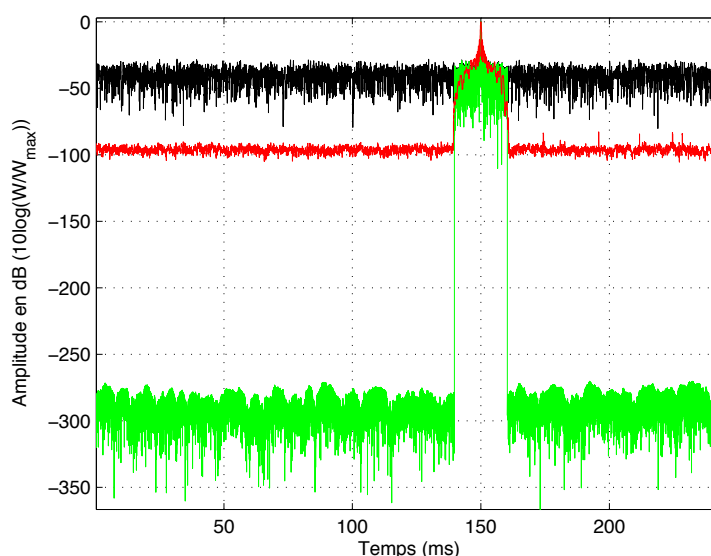


FIGURE IV.9 – Résultats du FA, SMF-PC et WV-SMF-PC ($RSB_{IN} = 10$ dB)

Considérons à présent l'observation représenté sur la figure IV.10 construite de la même façon que l'observation précédente mais avec un RSB de -10 dB. Dans ce cas, les limites de fonctionnement du SMF-PC sont atteintes, et le résultat produit par cet algorithme n'est pas exploitable. Toutefois, le WV-SMF-PC parvient à générer un pic représentatif de la présence du signal utile. L'objectif qui était de compenser les hypothèses de stationnarité des signaux est donc rempli.

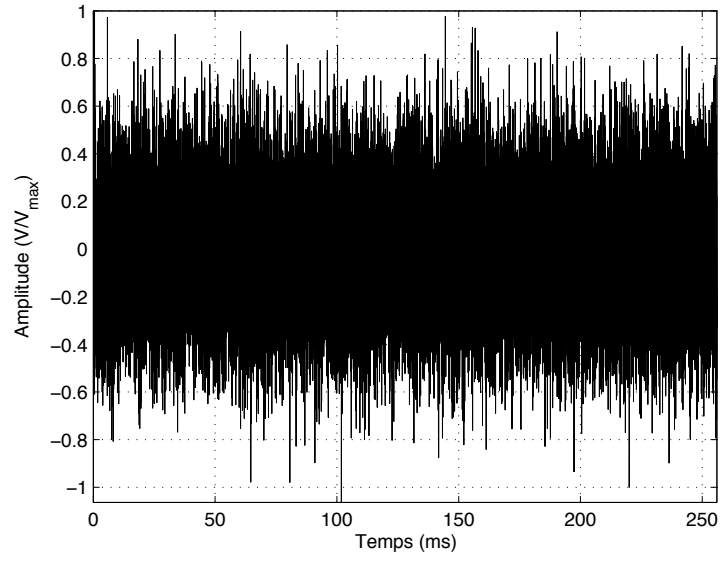
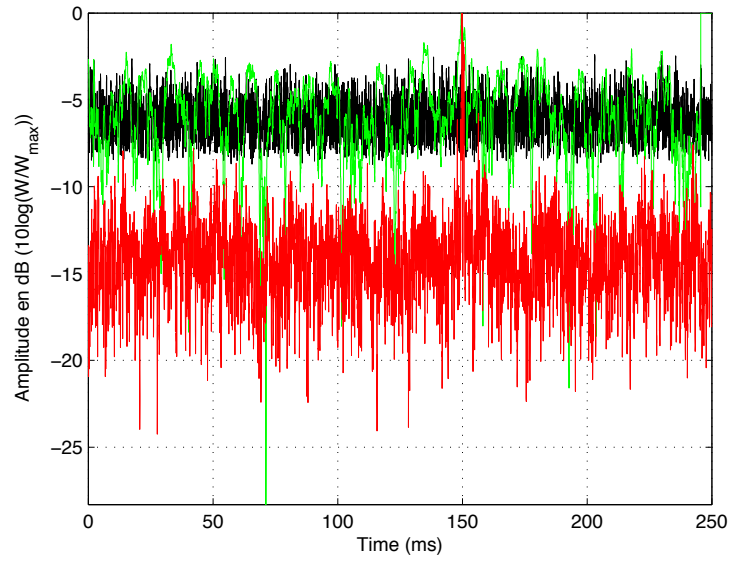
FIGURE IV.10 – Observation synthétique ($RSB = -10$ dB).

FIGURE IV.11 – Résultats du FA (en noir), SMF-PC (en vert) et WV-SMF-PC (en rouge), obtenus à partir de l'observation IV.10.

Comparons les résultats obtenus par Compression d'Impulsion classique et par le WV-SMF-PC. On note alors, que le RSB en sortie obtenue par la méthode classique reste meilleur que celui obtenu par le WV-SMF-PC. En effet, l'observation correspondant aux hypothèse d'application du FA, cette méthode atteint l'optimalité. Les techniques développées ici (SMF-PC et WV-SMF-PC) sont dédiés à des applications en conditions opérationnelles où, *a contrario* avec les simulations précédentes, les hypothèses de travail mettent en défaut la Compression d'Impulsion classique.

IV.4.2 Essais sur signaux acquis en mer, DIVACOU 2010

En vue de la comparaison des comportements des méthodes de Compression d'Impulsion classique, SMF-PC et WV-SMF-PC sur des signaux réels issus d'acquisitions en mer, reprenons les observations III.15 et III.17 décrites en III.4.2 au chapitre III. La figure IV.12 présente les résultats obtenus à partir de l'observation III.15.

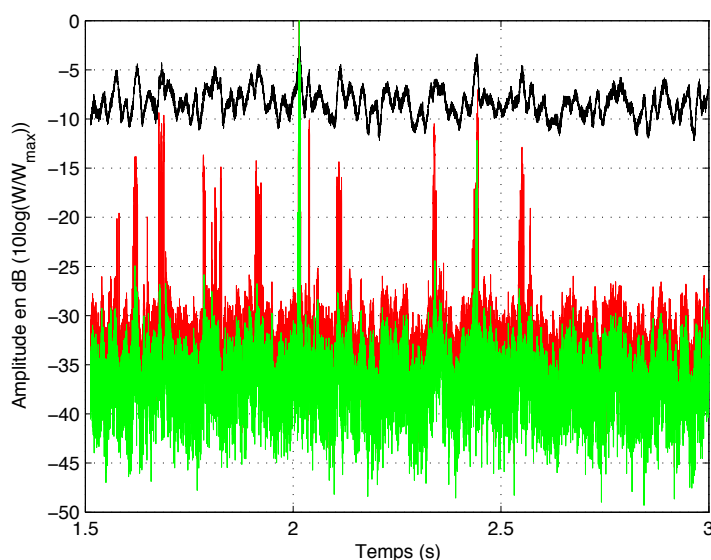


FIGURE IV.12 – Résultats du FA (noir), SMF-PC (vert) et WV-SMF-PC (rouge) lorsque la distance oblique est de 1250 m.

Bien que le FA ne soit pas réellement en défaut sur cette observation, le SMF-PC fournit un RSB en sortie meilleur de 60 dB contre 50 dB pour le WV-SMF-PC. Les deux techniques que nous avons développées présentent des résultats intéressants. Nous proposons alors de réaliser le même test à partir de l'observation présenté en figure ?? et acquise pour une distance oblique de 2136 m, le RSB en entrée étant alors naturellement dégradé.

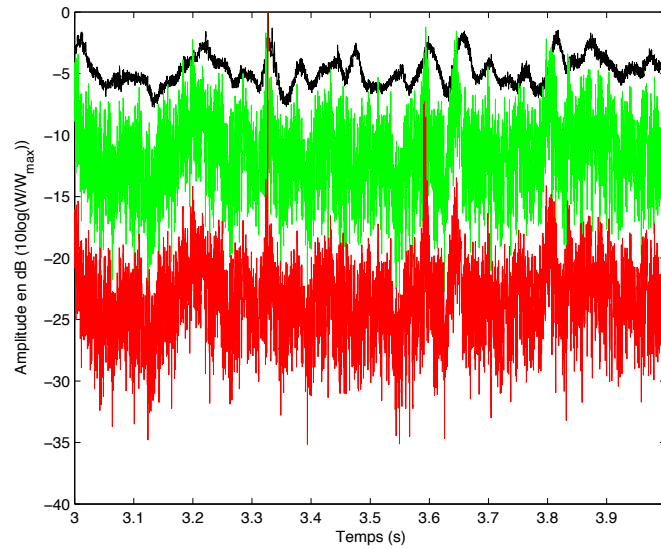


FIGURE IV.13 – Résultats du FA (noir), SMF-PC (vert) et WV-SMF-PC (rouge) lorsque la distance oblique est de 2136 m.

L'étude de la figure IV.13 permet d'annoncer dans ce cas, une réduction du niveau de bruit moyen par le WV-SMF-PC de 20 dB environ pour 10 dB concernant le SMF-PC. De plus, le SMF-PC fait apparaître des pics de reconstruction aux alentours des instants 3,6 s et 3,8 s lesquels correspondent aux bruits impulsionnels de forte puissance générés par l'hélice du navire. Il s'agit donc d'un phénomène bien particulier au navire océanographique "Europe" et aux conditions d'acquisition. En effet, l'hydrophone de réception a été installé à proche distance (environ 10 m) de l'hélice dans le but de se placer dans des conditions difficiles. Nous avons ici utilisé la propulsion la plus proche de l'hydrophone d'écoute c'est-à-dire en l'occurrence la propulsion babord. Lors de certaines opérations en mer et afin de minimiser ce bruit particulier,

la propulsion tribord est utilisée seule, profitant d'une part de l'éloignement de la source du bruit et d'autre part du masquage acoustique naturellement créé par la coque babord. Bien que révélateur d'une tolérance moins grande de la part du SMF-PC vis à vis de ce type de bruit, la considération de ces pics doit être relativisée à l'emploi spécifique de l'Europe.

IV.5 Bilan des compétences comparées des algorithmes SMF-PC et WV-SMF-PC

IV.5.1 Rappel des objectifs

Le chapitre I nous a permis de nous fixer un objectif de recherche précis. Celui-ci nous conduit au développement de deux nouvelles méthodes de Compression d'Impulsion permettant d'assouplir les hypothèses d'application spécifiques à la Compression d'Impulsion classique (signal certain et bruit blanc).

Le premier appelé le SMF-PC, repose sur l'adjonction d'un organe débruiteur avant l'utilisation du traditionnel Filtrage Adapté [CJB10a]. Le filtre débruiteur est construit à partir de la théorie du Filtrage Adapté Stochastique. Celle-ci considère le signal comme une réalisation d'un processus aléatoire et le bruit comme coloré, conformément à ce que l'on observe en pratique. Les expérimentations menées sur signaux simulés et réels ont mis en avant l'efficacité du SMF-PC lorsque l'observation véhicule un RSB positif ($0dB$) et que la puissance instantanée reçue ne subit pas de fortes fluctuations de puissance. Dans ce cas, le SMF-PC demeure une technique intéressante pour la réduction du niveau de bruit moyen. Il a été remarqué également, que, en comparaison avec la Compression d'Impulsion classique, que le lobe de cohérence conserve ses caractéristiques en terme de largeur à -3 dB n'engendrant donc pas de perte en résolution. Cependant, dans le cadre de cette thèse, les performances du SMF-PC ne sont pas jugées convenables. En effet, lorsque le RSB en entrée devient négatif, l'organe débruiteur du SMF-PC détruit l'information disponible. En conséquence le SMF-PC atteint ses limites alors que la méthode classique parvint encore à fournir un lobe de cohérence. Nous avons conclu au chapitre

III à un comportement *TOUT-OU-RIEN* dans le sens où, soit le SMF-PC parvint à réduire de façon considérable le niveau de bruit ambiant (plusieurs dizaines de dB), soit le SMF-PC ne permet plus une mise en valeur du signal d'intérêt. Ce comportement s'explique par la considération de l'hypothèse de stationnarité au second ordre des signaux qu'impose le FAS. Bien sûr, le bruit marin est rarement stationnaire et le signal utile, étant modulé en fréquence, ne l'est jamais. Cette hypothèse d'application du FAS n'est donc pas vérifiée en pratique, en particulier durant l'estimation de la puissance véhiculée par l'observation. Rappelons, que l'ordre du filtre généré par la théorie du FAS est fonction du RSB disponible à l'entrée du traitement, et donc de l'estimation de la puissance contenue dans la fenêtre courante.

Pour compenser l'hypothèse de stationnarité imposée par le FAS, nous avons proposé de construire un nouvel algorithme où la théorie du FAS serait couplée avec les technique temps-fréquence. Ces techniques, et en particulier la transformée de Wigner-Ville ont été développées pour l'étude des signaux non-stationnaires et semblent donc en adéquation avec notre objectif. Ainsi, le WV-SMF-PC, peut se voir comme une chaîne de traitements constituée d'une estimation du RSB temps-fréquence contenu dans la fenêtre courante, du filtrage de la fenêtre temps-fréquence courante par le banc de filtres fourni par la théorie du FAS, puis par l'opération de Filtrage Adapté Temps-Fréquence réalisée sur la fenêtre temps-fréquence filtrée. Là encore, des essais sur signaux simulés et provenant d'acquisition en mer ont été réalisés. Lorsque le RSB en entrée est positif, nous constatons que WV-SMF-PC, bien que réduisant le niveau de bruit moyen par rapport à la Compression d'Impulsion classique, (de 25 dB environ pour une observation simulée avec un RSB en entrée de 20 dB, ce qui reste honorable), reste moins efficace par rapport au SMF-PC. En réalité, le SMF-PC effectue une forte opération de lissage avant de procéder à l'étape de Compression d'Impulsion. C'est précisément cette opération de lissage qui, lorsque le RSB en entrée devient négatif, nuit à son efficacité. Ainsi, on constate sur les signaux simulés et réels que lorsque le RSB en entrée est défavorable (négatif), alors que le SMF-PC n'est plus dans sa plage de fonctionnement, le WV-SMF-PC, quant à lui, fournit toujours un lobe de cohérence remarquable. De même, en comparaison avec la Compression d'Impulsion classique, le WV-SMF-PC permet de mettre en évidence le signal d'intérêt pour un RSB en entrée tel que la méthode

classique soit inefficace. De plus, en comparaison avec la Compression d'Impulsion classique, le WV-SMF-PC n'engendre pas d'élargissement du lobe de cohérence. La résolution (ou *pouvoir séparateur*) étant donné par la largeur à -3 dB du lobe de cohérence, celle-ci n'est pas dégradée par le WV-SMF-PC. Ainsi donc, le WV-SMF-PC répond pleinement à la problématique de la thèse.

IV.5.2 Transformée de Wigner-Ville et interférences

La transformée de WV est parfaitement adaptée à la représentation d'un signal modulé linéairement en fréquence. Celle-ci présente pourtant un inconvénient majeur : la création d'interférences parasites [FLA98], [COU09b]. Lorsque le signal d'intérêt est pollué par un bruit, des interférences sont générées entre le signal et le bruit, mais aussi entre les différentes fréquences liées au bruit. Ces dernières peuvent entraîner une dégradation du motif temps-fréquence associé au signal utile et engendrer une dégradation du RSB dans le plan temps-fréquence. Pour illustrer ce phénomène, considérons une observation $Z(t)$ constituée d'un bruit blanc dans la bande et d'un chirp du type $p_2(t)$ (I.8). Le plan temps-fréquence obtenu par transformée de WV est représenté par la figure IV.14. Ces interférences sont dues au principe même de la transformée de WV, à savoir le produit $Z(t + \frac{\tau}{2})Z^*(t - \frac{\tau}{2})$, ainsi si le bruit est noté $N(t)$, la transformée de WV de $Z(t)$ sera :

$$\mathbf{Z}^{WV}(t, \nu) = \mathbf{P}^{WV}(t, \nu) + \mathbf{N}^{WV}(t, \nu) + [\mathbf{P}, \mathbf{N}]^{WV}(t, \nu) + [\mathbf{N}, \mathbf{P}]^{WV}(t, \nu). \quad (\text{IV.12})$$

Soit $\mathbf{Z}_{\mathbf{PN}}^{WV}(t, \nu) = \mathbf{P}^{WV}(t, \nu) + \mathbf{N}^{WV}(t, \nu)$, la somme du plan temps-fréquence du signal utile et du bruit. Soit aussi $\mathbf{Z}_{\mathbf{I}}^{WV}(t, \nu) = [\mathbf{P}, \mathbf{N}]^{WV}(t, \nu) + [\mathbf{N}, \mathbf{P}]^{WV}(t, \nu)$ le terme de (IV.12) représentatif des interférences.

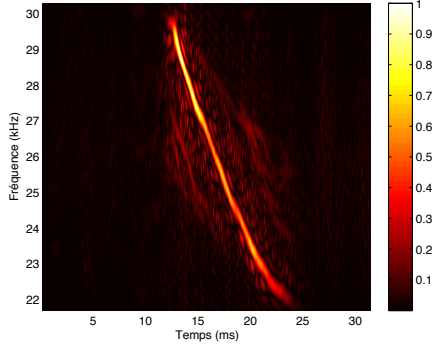


FIGURE IV.14 – Représentation de WV du signal $Z(t)$ ($\mathbf{Z}^{WV}(t, \nu)$).

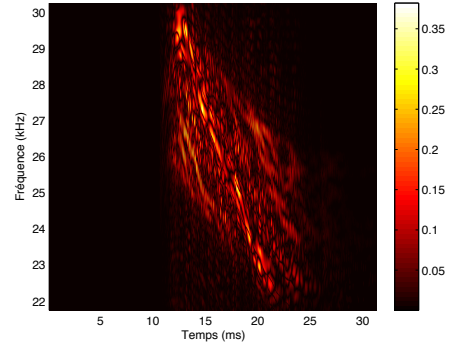


FIGURE IV.15 – Interférences générées par la transformée de WV sur la figure IV.14 ($\mathbf{Z_I}^{WV}(t, \nu)$).

Afin de mettre en évidence l'impact des interférences sur le plan temps-fréquence, nous représentons en figure IV.14 le plan temps fréquence de l'observation $z(t) = N(t) + p(t)$ et en figure IV.15 le terme $\mathbf{Z_I}^{WV}(t, \nu) = \mathbf{Z}^{WV}(t, \nu) - \mathbf{Z_{PN}}^{WV}(t, \nu)$. La dynamique de couleur est normalisée par le maximum du plan $\mathbf{Z}^{WV}(t, \nu)$ afin de pouvoir donner un ordre de grandeur des interférences visibles sur la figure IV.15. Celles-ci sont d'amplitudes supérieures à un tiers de la puissance maximum que véhicule le plan $\mathbf{Z}^{WV}(t, \nu)$. De telles interférences peuvent non seulement nuire à l'interprétation du plan temps-fréquence, mais également être vues comme une source de bruit additionnelle, liée au traitement. Ainsi, la suppression des interférences générées par la transformée de WV est l'objet de nombreux travaux [FLA98], [OB97], [WEN09], [POY12] et [SSB11]. Classiquement, la réduction des interférences passe par l'utilisation d'une (ou plusieurs) fenêtre de lissage (temporel et/ou fréquentiel) comme c'est le cas pour la Pseudo Wigner Ville (PWV) ou la Pseudo Wigner Ville Lissée (PWVL). Bien qu'efficaces en terme de suppression des interférences, ces techniques ont tendance à disperser la puissance du motif utile dans le plan temps-fréquence. Les conséquences après FATF sont une perte d'amplitude au niveau du lobe de cohérence et une augmentation de la largeur de celui-ci, ce qui est contraire à l'objectif des travaux présentés ici. Afin d'améliorer les performances du WV-SMF-PC, il semble pertinent d'utiliser une méthode permettant de supprimer les interférences liées à la distribution de WV sans pour autant disperser l'énergie utile dans le plan temps-fréquence.

IV.6 Conclusion

Nous avons développé au cours de ce chapitre IV une nouvelle méthode de Compression d'Impulsion, le WV-SMF-PC, faisant appel à la théorie du Filtrage Adapté Stochastique et aux techniques temps-fréquence, en particulier la distribution de Wigner-Ville. Nous avons alors pu compenser les défauts du SMF-PC (hypothèse de stationnarité des signaux). Après avoir procédé à un rappel du principe du Filtre Adapté Temps-Fréquence et présenté l'estimation du *Rapport Signal à Bruit temps-fréquence*, essentiel au développement du WV-SMF-PC, nous avons explicité la théorie du WV-SMF-PC. Puis des simulations sur signaux synthétiques et réels issus d'acquisitions en mer ont conduit à la validation du principe du WV-SMF-PC. Un bilan des compétences comparées montre alors (en prenant la Compression d'Impulsion classique comme référence) dans quelles applications il serait souhaitable d'avoir recours aux algorithmes développés ici. Nous explicitons également les qualités et les défauts du WV-SMF-PC.

En revanche, nous n'avons pas encore évoqué la notion de temps de calcul des algorithmes issus des techniques présentés, bien que ce soit un point important lors de l'intégration de ces méthodes dans des systèmes opérationnels. En ce qui concerne le WV-SMF-PC, qui retient toute notre attention ici, l'estimation de la puissance du bruit et la construction de la batterie de filtres liée à l'organe débruiteur, peuvent être réalisés en pré-traitement. Néanmoins, la génération du plan temps-fréquence, suivit de l'opération de filtrage et d'intégration du plan temps-fréquence peut s'avérer gourmande en temps de calcul. Nous envisageons alors une architecture de calcul parallèle afin de traiter simultanément plusieurs sous-bandes du plan temps fréquence. Le plan temps-fréquence serait alors découpé en sous-bandes, chacune traitée de façon indépendante. De plus, les interférences générées par la transformée de WV peuvent être assimilées comme un bruit de traitement. Ce bruit additionnel apparaissant entre deux fréquences distinctes, il s'en suit qu'une parallélisation, et donc une dissociation de plusieurs bandes de fréquence comme suggéré par la figure IV.16, aura pour incidence de modifier le résultat de l'algorithme.

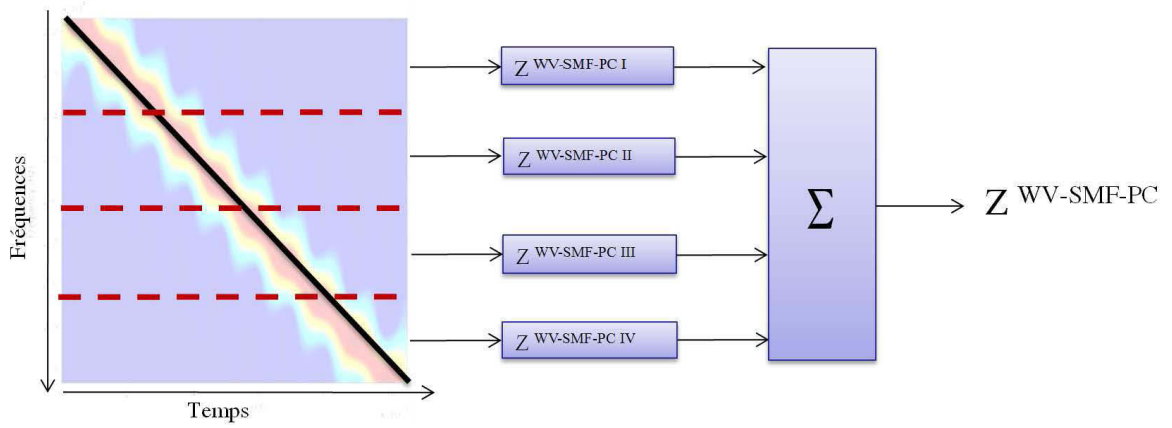


FIGURE IV.16 – Schéma de principe de l'implémentation du WV-SMF-PC en architecture parallèle (exemple avec 4 processeurs).

Ainsi, la suppression des interférences doit se faire en tenant compte d'une éventuelle intégration suivant une architecture en parallèle.

Le chapitre V se propose donc de trouver une méthode efficace de suppression des interférences tout en assurant l'égalité entre le résultat obtenu, indépendamment du recours à une implémentation en architecture en parallèle. En vue de l'intégration du fruit des travaux présentés dans ce document, nous envisageons également de donner des perspectives de recherche concernant l'élaboration d'un détecteur associé exploitant au mieux les caractéristiques du nouvel algorithme de Compression d'Impulsion développé. *In fine* nous concluons ce chapitre par la comparaison de deux systèmes de positionnement simplifiés l'un reposant sur l'utilisation de la Compression d'Impulsion, l'autre basé sur nos travaux.

Une amélioration du WV-SMF-PC, le Enhanced-WV-SMF-PC (E-WV-SMF-PC)

V.1 Introduction

Le WV-SMF-PC, méthode développée au cours du chapitre IV, associe le FAS et la transformée de WV en vue d'étendre les hypothèses d'applications de la Compression d'Impulsion. Toutefois, la transformée de Wigner-Ville génère des interférences pouvant être considérées comme un bruit additif de traitement. Ceci est contraire à notre objectif qui est de réduire le bruit en vue de l'amélioration du RSB en sortie de Compression d'Impulsion. Il existe des distributions comme la PWV ou la PWVL, qui consistent à utiliser une (ou des) fenêtre(s) de lissage afin de supprimer les interférences en temps et/ou en fréquence. Cependant, ces techniques ont tendance à étaler l'énergie du signal utile, ce qui aurait, pour notre application, comme conséquence d'élargir le lobe cohérence. Or, ceci est incompatible avec notre volonté de ne pas perdre en résolution par rapport à la Compression d'Impulsion classique. Toutefois, la méthode appelée *réallocation* permet de recentrer à sa juste place l'énergie temps-fréquence étalée par les opérations de lissage (PWVL). Ceci est réalisé en calculant la position temps-fréquence des barycentres d'énergie de la distribution et en réallouant l'énergie dispersée. Cette méthode donne des résultats très satisfaisant. Cependant, il ne faut pas perdre de vue que le WV-SMF-PC repose sur l'intégration du plan temps-fréquence pour chaque instant. Ainsi, l'utilisation d'une méthode du type réallocation, entraînerait de fait, une occupation mémoire et un temps de calcul non négligable, interdisant le recours au WV-SMF-PC pour des applications temps-réel. Une solution serait d'implémenter le WV-SMF-PC suivant une architecture parallèle. Malheureusement, une telle implémentation, couplée avec les techniques dérivée de la transformée de WV (PWV, PWVL, réallocation) générerait une sortie dépendante de l'architecture choisie. De sorte à palier à ce défaut, nous proposons ici, de construire notre technique autour d'une méthode de calcul du plan temps-fréquence ne générant pas d'interférences, la *décomposition atomique*. De nombreuses simulations sur signaux synthétiques (signal utile déterministe et bruit blanc) ainsi que sur signaux réels sont menées afin d'étudier le comportement de l'E-WV-SMF-PC (pour Enhanced-WV-SMF-PC). Une appréciation du gain en portée maximale d'un système de positionnement est également réalisée au moyen de la comparaison entre une chaîne de traitement classique et une chaîne basée sur l'E-WV-SMF-PC. Pour finir et en vue de l'emploi de cette

méthode au sein d'un système de positionnement, nous évoquons également la conception d'un détecteur associé à l'E-WV-SMF-PC et qui permettrait d'exploiter pleinement les qualités de cette nouvelle méthode.

V.2 Généralités

V.2.1 Plan temps-fréquence de signaux MFSK

Considérons un signal modulé en sauts de fréquence, MFSK (Modulation Frequency Shift Key) que l'on note $p_3(t)$. Il a été vu au chapitre I que ce type de signal est aujourd'hui de plus en plus employé dans les systèmes de communication de façon générale. La fréquence instantanée du signal MFSK (signal que l'on choisi arbitrairement) est donnée en figure V.1. Le plan temps-fréquence obtenu par transformée de WV est donné en figure V.2.

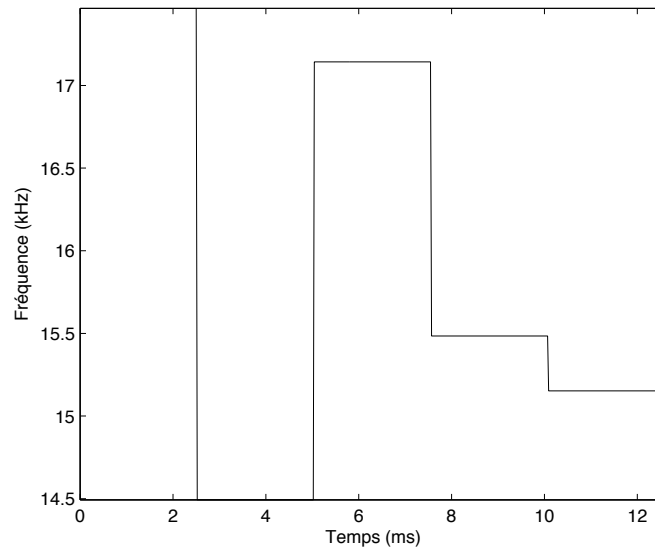


FIGURE V.1 – Représentation de WV du signal $p_3(t)$.

Notons qu'aucun bruit n'est additionné au signal utile. La présence des interférences entre les paliers de fréquence nuit gravement à la lecture du plan temps-fréquence. Par suite, le choix d'un masque judicieux en vue de la réalisation du FATF est d'autant moins évidente.

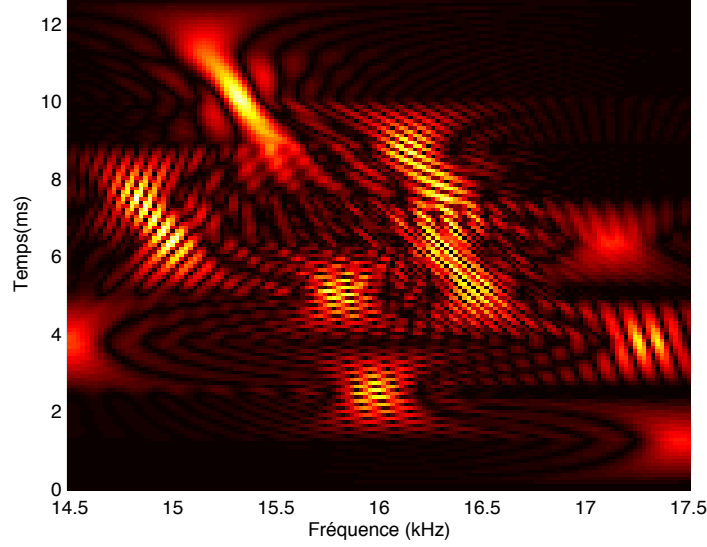


FIGURE V.2 – Représentation de WV du signal $p_3(t)$, $\mathbf{P}_3^{WV}(t, \nu)$.

Ainsi, en plus des raisons évoquées en fin de chapitre IV concernant l'ajout d'un bruit de traitement par la transformée de Wigner-Ville, il s'avère intéressant d'utiliser une méthode permettant de s'affranchir des interférences.

V.2.2 Décomposition atomique

Le plan temps-fréquence d'une observation bruitée est la superposition du plan temps-fréquence du signal d'intérêt, du plan temps fréquence du signal perturbateur et d'une matrice temps-fréquence représentative des interférences. Il a été vu au chapitre IV que ces interférences peuvent être éliminées par l'utilisation de la PWV ou de la PWVL. Cependant on a également pu apprécier la perte de performances du filtrage adapté temps-fréquence induite par le recours à ces techniques, les différents lissages du plan temps-fréquence dégradant résolution et RSB en sortie du filtre adapté temps-fréquence.

Une façon de contourner le problème consiste à considérer la décomposition d'une observation

aléatoire $Z(t)$ pour celà est proposé dans [FLA98] :

$$Z(t) = \sum_{n=1}^{\infty} z_n \chi_n(t), \quad (\text{V.1})$$

où les variables aléatoires $\{z_n\}$ sont obtenues par le produit scalaire :

$$z_n = \int Z(t) \chi_n^*(t) dt, \quad (\text{V.2})$$

et où les $\{\chi_n(t)\}$ forment les fonctions de base de la décomposition. Compte tenu de l'équation (V.1) la transformée de Wigner-Ville de l'observation $Z(t)$ peut être donnée par :

$$\mathbf{Z}^{WV}(t, \nu) = \sum_{n=1}^{\infty} |z_n|^2 \chi^{WV}(t, \nu)(t, \nu) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \Re \left\{ z_n z_k^* \chi_{\mathbf{n}} \chi_{\mathbf{k}}^{WV}(t, \nu) \right\}. \quad (\text{V.3})$$

Le second terme de l'équation (V.3) est représentatif des interférences. Dans le but de ne pas générer d'interférence, la construction du plan temps-fréquence peut alors se faire en procédant à la troncature du second terme. Ainsi, le plan temps-fréquence sans interférence est obtenu par :

$$\mathbf{Z}^{WV}(t, \nu) = \sum_{n=1}^{\infty} |z_n|^2 \chi^{WV}(t, \nu). \quad (\text{V.4})$$

Toutefois, bien que cette méthode présente l'avantage de ne pas générer d'interférences, la qualité de la représentation temps-fréquence obtenue dépend du choix de la base de décomposition $\{\chi_n(t)\}$. Ce choix repose sur la connaissance *a priori* du signal observé. Dans le cadre de cette étude, le signal utile (qu'il soit un chirp ou un signal du type MFSK) peut être vu comme une succession de signaux monochromatiques pour chaque instant, c'est-à-dire que sa fréquence instantanée est défini sans problème dans ce cas. Ainsi, une solution peut être de considérer les bases de Fourier. Celles-ci offrent la possibilité d'obtenir, en des délais très courts, les coefficients de la décomposition. De plus, elles constituent une base de fonctions orthogonales entraînant la décorrélation des variables aléatoires $\{z_n\}$. Cependant, les termes en sinus engendrent l'apparition de phénomènes de Gibbs (hautes fréquences parasites) en raison de la non convergence uniforme entre les séries en sinus et la composante impaire du signal natif. Pour cette raison,

il est de bon sens d'avoir recours à la transformée en cosinus discrète plutôt qu'aux séries de Fourier. Ainsi, pour un signal échantillonné $Z[k]$ constitué de K échantillons, les coefficients z_n issus de la DCT sont donnés par :

$$z_n = \sqrt{\frac{2}{K}} \alpha[n] \sum_{k=1}^K Z[k] \cos \left[\frac{(2k+1)n\pi}{2K} \right], \quad (\text{V.5})$$

pour $n = 1, \dots, K$ et où les $\alpha[n]$ sont des coefficients pondérateurs définis comme suit :

$$\alpha[n] = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} & \text{pour } n = 1 \\ 1 & \text{sinon} \end{cases}. \quad (\text{V.6})$$

Les fonctions de base discrètes sont alors définies par :

$$\chi_n[k] = \sqrt{\frac{2}{K}} \alpha[n] \cos \left[\frac{(2k+1)n\pi}{2K} \right], \quad (\text{V.7})$$

où k et n sont des entiers prenant leurs valeurs entre 1 et K .

Ces fonctions de base étant stationnaires, l'obtention des $\chi_{\mathbf{n}}^{WV}(t, \nu)$ se réduit à :

$$\chi_{\mathbf{n}}^{WV}(t, \nu) = 2 \sum_{k=1}^K {}^a\chi_n[k] {}^a\chi_n^*[-k] \exp\{-4i\pi\nu \frac{k}{Fs}\} \quad \forall t, \quad (\text{V.8})$$

où ${}^a\chi_n[k]$ représente le signal analytique associé à $\chi_n[k]$ et F_s la fréquence d'échantillonnage. Notons qu'il est possible de pré-calculer la transformée de Wigner-Ville de chacun des vecteurs de base, les résultats, étant alors contenus dans $\chi^{WV}(t, \nu)$ dont chaque ligne correspond à la DSP d'un vecteur χ_n . Considérons la fenêtre d'étude centrée sur l'échantillon k associé à l'instant t_i et notons Z_k la portion de signal réel de dimension K ainsi extraite. Le signal analytique aZ_k associé à Z_k est alors obtenu par transformée de Hilbert. Les K coefficients DCT de aZ_k sont alors calculés par le produit scalaire :

$$z_n = {}^a Z_k^T \chi_n \quad \forall n \in \mathbb{N} \setminus n \in [1; K]. \quad (\text{V.9})$$

Ainsi, la DSP du signal Z_k correspondant à l'échantillon associé à l'instant t_i courant est finalement donné par :

$$\mathbf{Z}^{WV}(t_i, \nu) = |Z_k^T|^2 \chi^{WV}(t, \nu), \quad (\text{V.10})$$

On notera dès lors $\mathbf{Z}^{A-WV}(t, \nu)$ la transformée de WV du signal $Z(t)$ obtenue par l'équation (V.10). En pratique, $\chi^{WV}(t, \nu)$ est une matrice calculée en pré-traitement, la DCT étant reconnue pour sa rapidité d'exécution, cette approche astucieuse permet d'obtenir la réalisation du plan temps-fréquence dans des délais compatibles avec le *temps réel*.

Attirons néanmoins l'attention du lecteur sur le fait que cette méthode, bien qu'éliminant l'apparition d'interférences nuisibles pour notre étude, peut dégrader quelque peu les résolutions en temps et en fréquence en comparaison avec la représentation obtenue par transformée de Wigner-Ville classique. Soulignons de plus que le choix de la base de DCT a été fait pour cette application précise où les signaux sont *instantanément monochromatiques* (chirps, MFSK). La figure V.2 est la représentation WV d'un signal du type MFSK dont la fréquence instantanée est décrite en V.1.

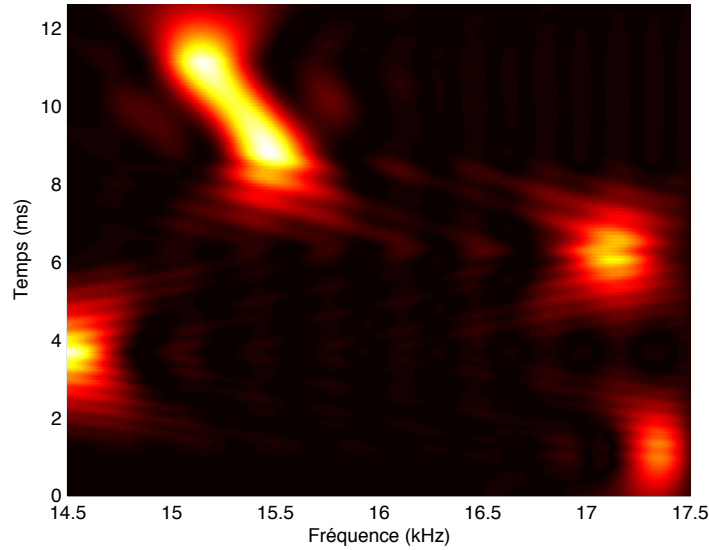


FIGURE V.3 – Représentation par décomposition atomique du signal $p(t)$, $\mathbf{P}^{A-WV}(t, \nu)$.

Le plan temps-fréquence obtenue par décomposition atomique à partir du même signal MFSK est représenté en figure V.3. Les interférences ne sont pas générées et la lecture du plan temps-fréquence en est clairement simplifiée. Notons cependant, que la durée de la fenêtre d'analyse (ou dimension K du segment courant) peut induire de façon significative sur la sur la résolution temps-fréquence de la représentation générée. Le choix de cette dernière est laissé libre à l'utilisateur.

Considérons l'observation dont le plan temps-fréquence de WV est présenté en figure V.4. Il s'agit d'un signal de type $p_1(t)$ acquis durant les essais en mer DIVACOU 2010. La distance oblique était alors de 2136 m. Le domaine temps-fréquence délimité par le cercle blanc contient un bruit de forte puissance. La figure V.5 est obtenue par décomposition atomique à partir de la même observation. On constate alors que le bruit identifié précédemment est en réalité une interférence créée entre une impulsion perturbatrice et le signal d'intérêt.

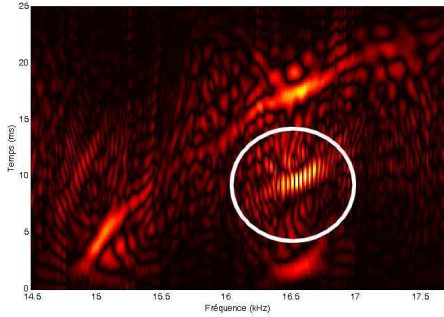


FIGURE V.4 – Représentation de l'observation III.15 (lorsque le signal utile est présent) par transformée de WV classique. Le cercle blanc désigne une interférence.

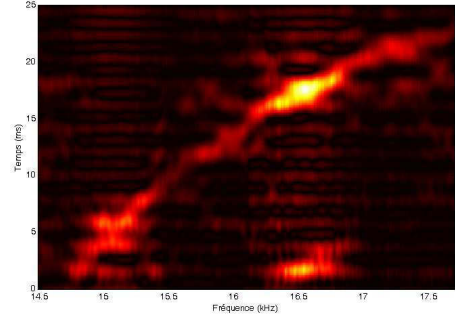


FIGURE V.5 – Représentation de l'observation III.15 (lorsque le signal utile est présent) par décomposition atomique. L'interférence présente sur la figure V.4 n'est pas générée.

Ainsi, l'utilisation de la décomposition atomique permet de s'affranchir de ce type de bruit qui peut générer un pic de puissance en sortie de WV-SMF-PC et, de fait, une fausse alarme en aval.

Remarque au sujet du signal utile utilisé lors des essais en mer : Lors des essais en

mer, il a été vu au chapitre III, que nous avons utilisé une balise acoustique émettant un chirp de type $p_1(t)$, dont les caractéristiques sont définies en I.7, et qui est à modulation strictement linéaire. Or, l'observation des plans temps-fréquence issus de ces essais, ont mis en évidence une légère non-linéarité au niveau de la pente de modulation du signal utilisé. De plus, nous n'avons pas la totale maîtrise du matériel utilisé lors de nos essais en mer, et l'expérience montrant que l'on peut être, dans la pratique, confronté à une erreur de modèle de ce type, nous pouvons alors considérer que cela peut être vu comme un *alea* impactant le signal utile. Les études menées lors de nos travaux sont basées sur la comparaison des performances de la Compression d'Impulsion et des nouvelles techniques que nous proposons. Nous choisissons donc d'utiliser un modèle de signal utile linéaire pour ces essais sur signaux acquis en mer.

V.3 Enhanced-WV-SMF-PC (E-WV-SMF-PC)

V.3.1 Principe

L'algorithme E-WV-SMF-PC, est une amélioration du WV-SMF-PC, où l'obtention du plan temps-fréquence courant n'est plus obtenue de façon classique, mais par décomposition atomique sur une base de DCT. Ainsi, l'équation (IV.7) peut être ré-écrite de la manière suivante :

$$S(t) = \int_t^{t+T} \int_{\nu_1}^{\nu_2} \mathbf{H}_{\mathbf{Q}(u,v)}(u,v) \mathbf{M}(u,v) \mathbf{Z}^{A-WV}(u,v) dv du, \quad (\text{V.11})$$

où l'exposant $(.)^{A-WV}$ signifie que le plan de WV a été obtenue par l'équation (V.10). Le filtre $\mathbf{H}_{\mathbf{Q}(t,\nu)}(t,\nu)$ est obtenu selon l'équation (IV.9) où l'ordre $\mathbf{Q}(t,\nu)$ est obtenue par un estimation du RSB véhiculé par la fenêtre temps-fréquence courante elle même obtenue par décomposition atomique. Ainsi, le E-WV-SMF-PC devrait profiter de l'intérêt de la décomposition atomique réduisant les interférences, et améliorant donc le RSB en sortie.

V.3.2 Essais sur signaux simulés

Dans un premier temps, considérons un signal du type $p_1(t)$, pollué par un bruit blanc gaussien. La figure V.6 présente une observation centrée sur le signal utile (RSB = 0 dB). Il est intéressant de constater en premier lieu, que le WV-SMF-PC, aussi bien que le E-WV-SMF-PC, fournissent des résultats de qualité comparable, la réduction du niveau de bruit moyen étant de 20 dB par rapport au résultat donné par Compression d'Impulsion classique. Autour des instants d'apparition du signal, on peut remarquer une série de pics perturbateurs, toutefois, ceux-ci demeurent 5 dB en dessous du niveau moyen de bruit généré par la Compression d'Impulsion classique. Ainsi, même en tenant compte de ces pics perturbateurs, les méthodes WV-SMF-PC et E-WV-SMF-PC fournissent toutes deux un RSB en sortie meilleur que celui donné par la méthode classique, et ce, même lorsque les hypothèses d'optimalité du FA sont respectées.

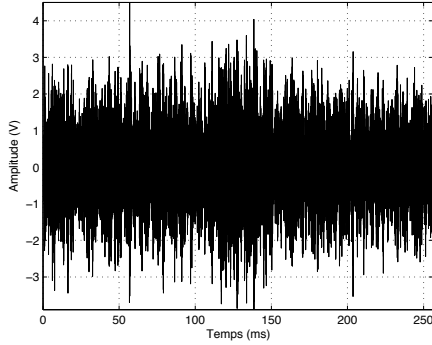


FIGURE V.6 – Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit blanc (RSB = 0 dB). (cf. B)

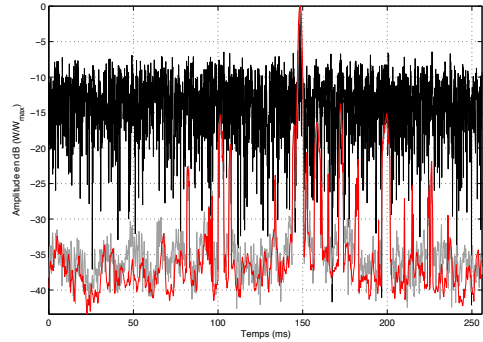


FIGURE V.7 – Résultat obtenu à partir de l'observation V.6 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)

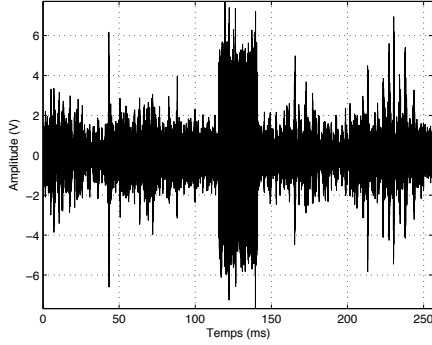


FIGURE V.8 – Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = 10 dB). (cf. B)

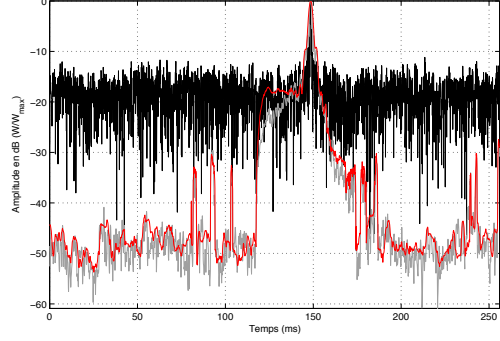


FIGURE V.9 – Résultats obtenu à partir de l'observation V.8 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)

A présent, écartons nous des hypothèses d'application du FA pour considéré trois cas où le signal $p_1(t)$ est perturbé par un bruit issu d'une acquisition en mer. Pour les figures V.8, V.10 et V.12 la même portion de bruit est utilisée, seul le RSB de l'observation varie. En ce qui concerne les résultats donnés en V.9, correspondant à une observation présentant un RSB de 10 dB, on constate que les algorithmes WV-SMF-PC et E-WV-SMF-PC parviennent à produire un lobe de cohérence bien distinct du niveau de bruit. On constate également que la Compression d'Impulsion est fonctionnelle, ne générant pas de pics perturbateurs. La réduction du niveau de bruit moyen opérée par le WV-SMF-PC et le E-WV-SMF-PC est d'au moins 30 dB. Notons également que le E-WV-SMF-PC a tendance à lisser les fluctuations du bruit. Ce comportement s'explique par la légère dispersion de l'énergie induite par le concept de décomposition atomique.

En ce qui concerne la figure V.11, là encore, le WV-SMF-PC et le E-WV-SMF-PC permettent de réduire fortement le niveau de bruit moyen (environ 25 dB ici). Les pics perturbateurs liés au bruit, que l'on voit apparaître autour de 100 ms, restent en dessous du niveau de bruit moyen généré par la méthode classique (environ 5 dB d'écart).

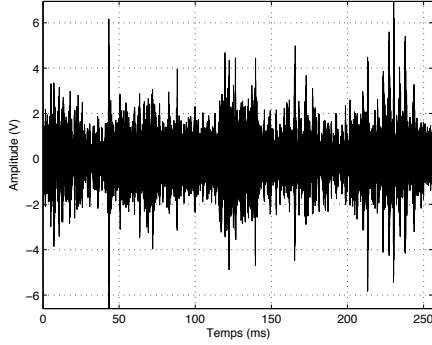


FIGURE V.10 – Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = 0 dB). (cf. B)

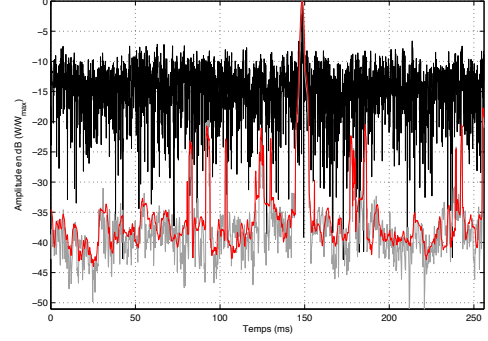


FIGURE V.11 – Résultats obtenus à partir de l'observation V.10 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)

Considérons alors le cas où le RSB véhiculé par l'observation est de -10 dB (figure V.12).

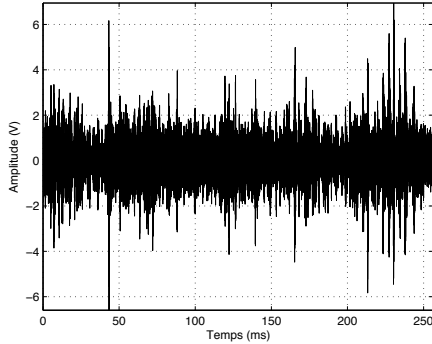


FIGURE V.12 – Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = -10 dB). (cf. B)

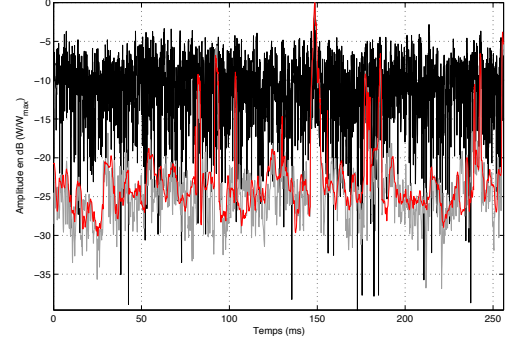


FIGURE V.13 – Résultat obtenu à partir de l'observation V.12 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)

Dans ce cas, nous pouvons apporter les mêmes observations que celles faites précédemment, à ceci près, que les pics perturbateurs apparaissant autour de 100 ms, sont, à leur maximum, au niveau du bruit moyen de la Compression d'Impulsion classique. Ainsi, dans tous les cas rencontrés jusqu'ici et en comparaison avec la Compression d'Impulsion classique, le WV-SMF-PC ainsi que E-WV-SMF-PC fournissent de meilleurs résultats en termes de réduction du niveau de bruit moyen. En vue de procéder à des simulations prenant en compte les signaux utilisés aujourd'hui dans les systèmes de positionnement, considérons alors le signal MFSK $p_3(t)$. Les

figures V.14, V.16 et V.18 ont été réalisées à partir d'observations centrées sur le signal $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc.

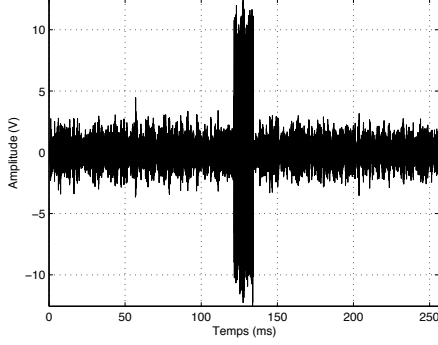


FIGURE V.14 – Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = 20 dB). (cf. B)

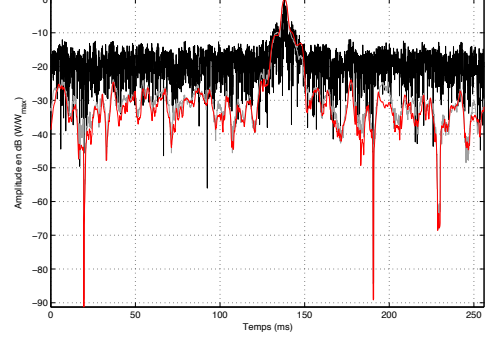


FIGURE V.15 – Résultats obtenus à partir de l'observation V.14 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)

L'étude de la figure V.15 nous conduit tout d'abord à remarquer que la réduction du niveau de bruit est ici d'environ 15 dB par rapport au niveau de bruit obtenu par Compression d'Impulsion classique. Ce gain est d'environ 3 à 5 dB sur l'ensemble du signal. L'étude de la figure V.16 et des résultats associés en figure V.16, alors que l'observation véhicule un RSB de 0 dB, conduit aux mêmes remarques concernant la réduction du niveau de bruit moyen et le gain apporté par le E-WV-SMF-PC par rapport au WV-SMF-PC.

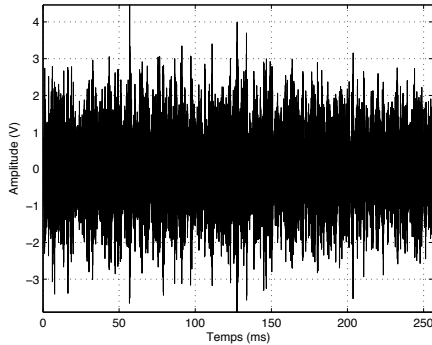


FIGURE V.16 – Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = 0 dB). (cf. B)

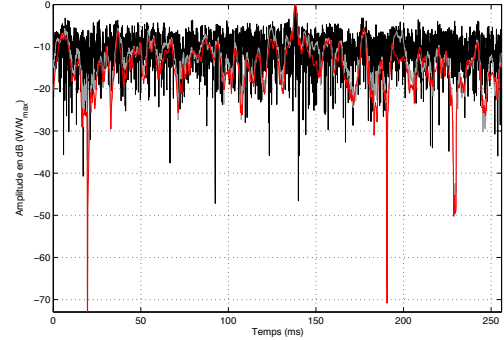


FIGURE V.17 – Résultats obtenus à partir de l'observation V.16 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)

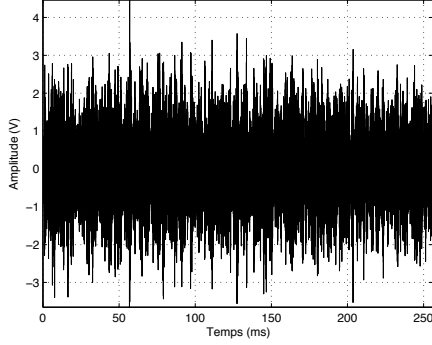


FIGURE V.18 – Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = -5 dB). (cf. B)

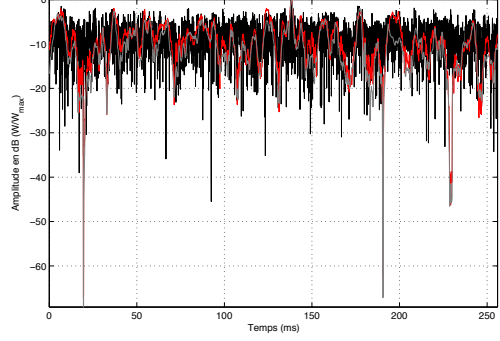


FIGURE V.19 – Résultats obtenus à partir de l'observation V.18 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)

La figure V.18 présente une observation avec un RSB de -5 dB. Les résultats donnés par le WV-SMF-PC et le E-WV-SMF-PC restent préférables à celui produit par la Compression d'Impulsion classique de quelques dB. Lorsque le signal est déterministe, le bruit est blanc et que le RSB est faible (-5 dB pour ce cas), les résultats des méthodes développées dans cette thèse (WV-SMF-PC et E-WV-SMF-PC) restent de même grandeur en termes de réduction du niveau, tout en restant "meilleurs" que celui obtenu par Compression d'Impulsion classique. Ainsi donc, dans le cas où les hypothèses d'application du Filtrage Adapté sont rigoureusement respectées, il reste toujours préférable, en termes d'amélioration du RSB en sortie d'utiliser le WV-SMF-PC ou le E-WV-SMF-PC. Il est important de souligner que ces deux méthodes, fournissent au pire des cas, un RSB en sortie équivalent à celui qui aurait été obtenu par Compression d'Impulsion classique.

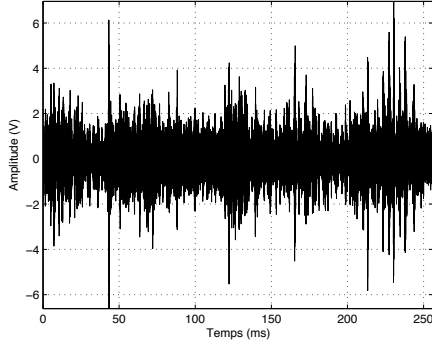


FIGURE V.20 – Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = 5 dB). (cf. B)

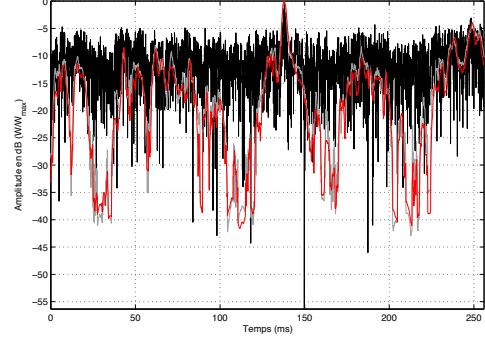


FIGURE V.21 – Résultats obtenus à partir de l'observation V.20 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge). (cf. B)

Intéressons nous à une dernière simulation, où l'observation contenant le signal MFSK $p_3(t)$ est pollué par un bruit de mer (figure V.20). Le RSB en entrée étant de 5 dB, le FA parvient à fournir un lobe de cohérence distinct. Toutefois, la réduction d'environ 20 dB du niveau de bruit moyen par les méthodes WV-SMF-PC et E-SMF-PC permet de mieux mettre en évidence les lobes de cohérence générés.

Les essais présentés dans cette section nous permettent de mettre en évidence que le E-WV-SMF-PC, en comparaison avec le WV-SMF-PC, conduit soit à une amélioration, soit à une équivalence du RSB en sortie. Le E-WV-SMF-PC, est donc, sur le plan de l'amélioration du RSB en sortie, toujours à préférer au WV-SMF-PC.

V.3.3 Cas d'un chirp, essais sur signaux réels

Considérons à présent les cas présentés en section III.4.2, où l'observation est issue de mesures acoustiques réalisées en mer. La figure V.23 présente les résultats obtenus par les méthodes de Compression d'Impulsion classique (noir), WV-SMF-PC (gris) et E-WV-SMF-PC (rouge) à partir de l'observation présentée au chapitre III et rappelée en figure III.15.

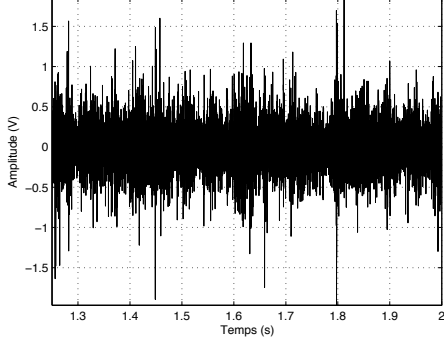


FIGURE V.22 – Observation opérationnelle (distance oblique de 1250 m). . (cf. B)

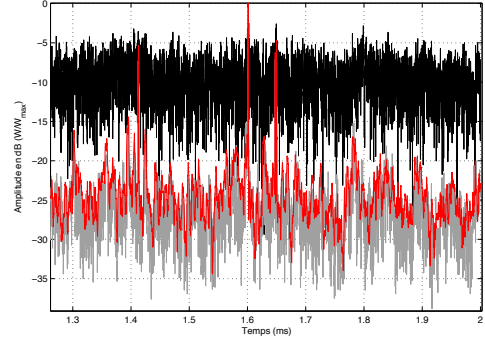


FIGURE V.23 – Résultats de la Compression d'Impulsion classique (noir), du WV-SMF-PC (gris) et du E-WV-SMF-PC (rouge) sur l'observation V.22. (cf. B)

Les résultats obtenus par WV-SMF-PC et E-WV-SMF-PC sont tout à fait équivalents. En pratique et en comparant les plan temps-fréquence obtenus par transformée de Wigner-Ville classique et par décomposition atomique, la puissance du bruit (bruit de l'observation + bruit lié aux interférences) bien que réduite par suppression des interférences est quelque peu étalée. Ceci réhausse de fait le niveau de bruit obtenu après intégration dans le plan temps-fréquence. Un autre phénomène a lieu lorsque le signal utile est présent dans le masque temps-fréquence. En effet, les interférences, existant entre chaque particule "temps-fréquence" située sur la pente de modulation amplifie artificiellement le niveau du signal utile. Ainsi, le choix de l'utilisation du WV-SMF-PC ou de l'E-WV-SMF-PC peut sembler cornélien si l'on ne tient compte uniquement des performances de la méthode en termes d'améliorations du RSB en sortie. Toutefois, rappelons que contrairement à la transformée de Wigner-Ville classique, la décomposition atomique décorrèle les bandes de fréquences deux à deux, de sorte à fournir un résultat indépendant d'une éventuelle parallélisation du traitement.

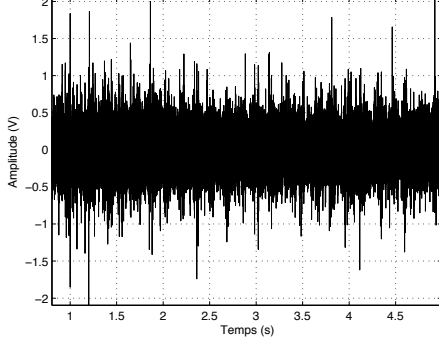


FIGURE V.24 – Observation opérationnelle (distance oblique de 2136 m). . (cf. B)

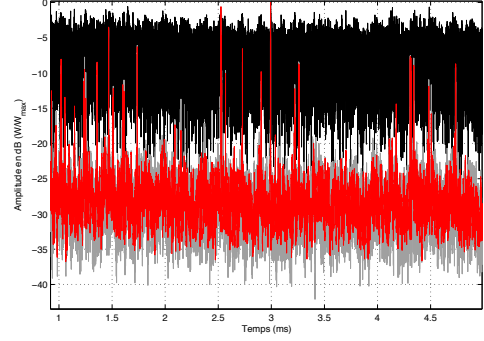


FIGURE V.25 – Résultats de la Compression d'Impulsion classique (noir), du WV-SMF-PC (gris) et du E-WV-SMF-PC (rouge) sur l'observation V.24. (cf. B)

Les résultats obtenus à partir de l'observation V.24 et présentés sur la figure V.25 confirment le fait, qu'en termes d'amélioration du RSB en sortie de traitement, les méthodes WV-SMF-PC et E-WV-SMF-PC fournissent des résultats très similaires, avec un léger mieux en faveur du E-WV-SMF-PC.

V.3.4 Prise en compte d'une erreur de modèle

Les nouvelles méthodes de Compression d'Impulsion présentées dans ce manuscrit ont été conçues dans l'optique constante d'étendre les hypothèses d'application de la Compression d'Impulsion classique. Le recours au FAS a été, initialement, prévu pour compenser d'éventuels *alea* sur la fréquence instantanée du signal d'intérêt. Or, le WV-SMF-PC et le E-WV-SMF-PC reposent tous deux sur l'intégration du plan temps fréquence selon la fréquence instantanée du modèle choisit. Cette étape, peut être pénalisante dans le cas où le signal serait victime d'un fort Doppler. En effet, l'effet Doppler génère une modification de la pente de modulation, cette dernière ne correspondant plus au masque temps-fréquence choisit (figure V.26). Nos méthodes ne sont plus *adaptées* dans ce cas (au sens où l'on commet une erreur de modèle).

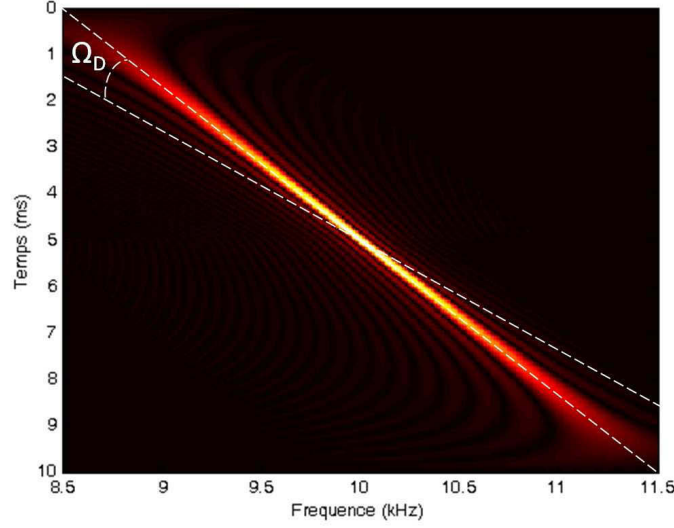


FIGURE V.26 – Représentation temps-fréquence d’une erreur de pente de modulation due un fort effet Doppler.

Toutefois, concernant la thématique du positionnement acoustique sous-marin et compte tenu des faibles vitesses des mobiles considérés, l’usage est de négliger un éventuel effet Doppler. Considérons cependant des applications autres que le positionnement acoustique sous-marin, en particulier dans le domaine du RADAR où la cible peut présenter une vitesse élevée. Dans ce type de problématique, l’effet Doppler n’est pas négligeable. Supposons alors que le signal d’intérêt est à modulation linéaire de fréquence. La physique du problème considéré nous permet de disposer de l’intervalle I_D , borné par les valeurs minimale et maximale, que peut prendre le taux Doppler. Ainsi, il est possible d’en déduire l’intervalle I_{Ω_D} contenant les valeurs physiquement admissibles de l’angle Ω_D existant, dans le plan temps-fréquence, entre la pente de modulation sans effet Doppler, et celle correspondant à la pente du signal impacté de l’effet Doppler. Dans ces conditions, pour chaque instant, nous proposons d’intégrer le plan temps-fréquence suivant l’ensemble des segments de droite correspondant à l’intervalle I_{Ω_D} . Nous choisirons alors, pour chaque instant, le masque temps-fréquence maximisant le RSB temps-fréquence. Par conséquent, lors de l’instant d’apparition du signal utile, le masque correspondant au taux Doppler dont le signal est impacté sera retenu. De fait, cette méthode prendra en compte l’effet Doppler

par auto-adaptivité du masque temps-fréquence. De plus, le choix du masque majorant la puissance du signal utile permet l'accès à la connaissance du taux Doppler, paramètre fondamental pour l'estimation de la cinématique de la cible. En vue de l'amélioration des performances RADAR (par rapport à l'utilisation de la Compression d'Impulsion classique) et de l'estimation simultanée du taux Doppler, nous suggérons donc, par le précédent exposé, une utilisation du WV-SMF-PC ou du E-WV-SMF-PC avec le type de masque auto-adaptatif décrit ci-dessus. Par ailleurs, et en marge de la thèse, nous proposons une technique de détection, basée sur l'utilisation de la transformée de WV suivie d'une transformée de Radon [CJ11].

V.4 Performances du récepteur E-WV-SMF-PC, application à un problème de détection

V.4.1 Généralités

Jusqu'ici, nous avons validé les performances des méthodes proposées à partir de réalisations particulières d'observations simulées ou acquises en mer. Afin de quantifier l'apport de l'utilisation du E-WV-SMF-PC au sein d'une chaîne de détection, nous proposons d'étudier les figures V.27 et V.28, représentant la probabilité de détection en fonction du RSB en entrée. Ces courbes, que l'on appelle "courbes de performances", sont exploitées pour comparer les performances de deux récepteurs. Considérons alors d'une part, la chaîne de détection utilisant la Compression d'Impulsion Classique couplée à un seuil de détection et d'autre part, la chaîne de détection reposant sur l'emploi du E-WV-SMF-PC en lieu et place de la Compression d'Impulsion classique. Le seuil de détection est déterminé, pour les deux méthodes, *a posteriori* et à partir d'une portion de bruit traitée pour les deux méthodes de façon à garantir un taux de fausse alarme fixe de 10^{-3} .

V.4.2 Cas d'un signal déterministe et d'un bruit blanc gaussien :

Considérons le cas où l'on respecte les conditions d'application de la Compression d'Impulsion classique. La figure V.27 contient les courbes de performances ainsi obtenues. Pour des RSB

en entrée très faibles (-20 dB), la probabilité de détection est nulle pour les deux méthodes, la puissance du signal utile étant négligeable. Lorsque le RSB en entrée est proche de 0 dB, la détection est assurée pour les deux chaînes de traitement. Pour les RSB en entrée compris entre -18 dB et -12 dB la probabilité de détection assurée par le E-WV-SMF-PC est légèrement plus élevée que celle assurée par la méthode classique (de 0.2 pour un RSB en entrée de -15 dB). Pour des RSB en entrée plus fort, à partir de -12 dB, la tendance s'inverse, la chaîne reposant sur la Compression d'Impulsion classique fournissant une plus forte probabilité de détection (d'environ 0.2) pour un RSB en entrée donné. Nous concluons l'étude de cette figure en admettant que les performances obtenues par les deux chaînes sont du même ordre de grandeur.

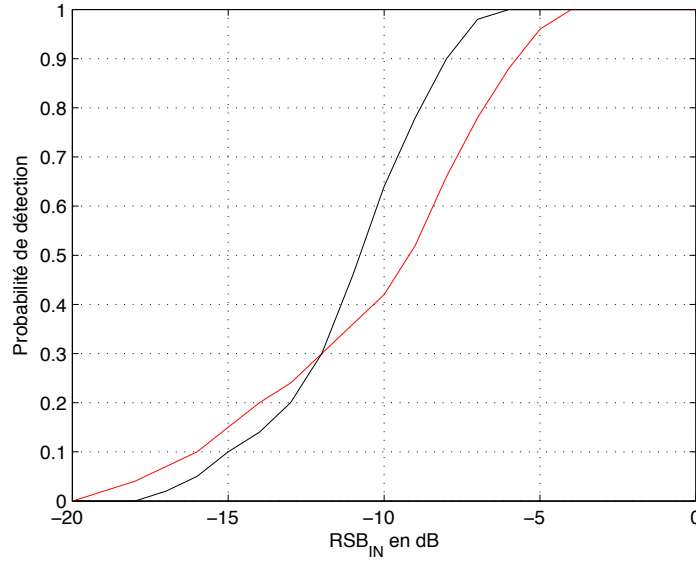


FIGURE V.27 – Courbes de performances obtenues à partir d'observations composées d'un signal déterministe ($p_1(t)$) et d'un bruit blanc gaussien. En noir, nous présentons la courbe associée à la Compression d'Impulsion classique, en rouge celle associée au E-WV-SMF-PC, toutes deux calculées à probabilité de fausse alarme constante de 10^{-3} .

V.4.3 Cas d'un signal impacté d'un effet Doppler (de 0.05) et d'un bruit issu d'une acquisition en mer :

A présent, nous proposons de nous éloigner des conditions d'application classiques, en considérant un bruit coloré (réalisations issues d'acquisitions en mer) et en désadaptant les récepteurs en impactant le signal utile d'un effet Doppler (taux Doppler de 0.05). Les courbes de performances figurent en V.28.

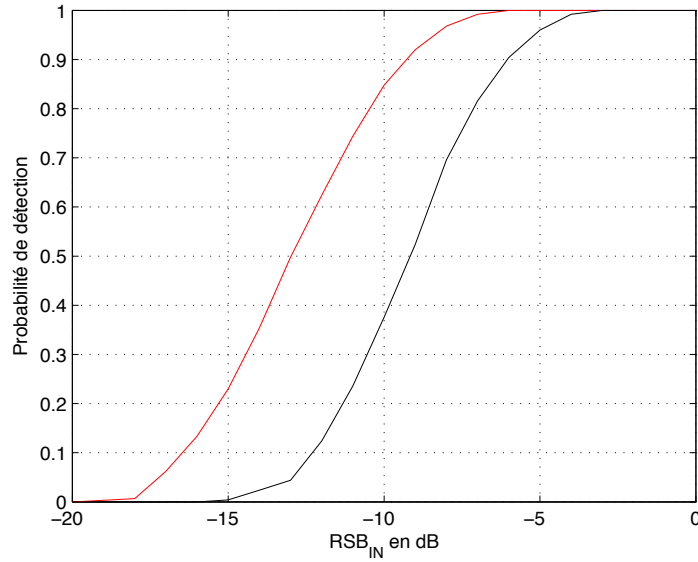


FIGURE V.28 – Courbes de performances obtenues à partir d'observations composées d'un signal impacté d'un taux Doppler ($\eta = 0.05$) et d'un bruit coloré issu d'une acquisition en mer. En noir, nous présentons la courbe associée à la Compression d'Impulsion classique, en rouge celle associée au E-WV-SMF-PC, toutes deux calculées à probabilité de fausse alarme constante de 10^{-3} .

Les courbes de performances, tracées en figure V.28, traduisent, soit une probabilité de détection nulle pour des RSB en entrée très faibles (-20 dB) soit une probabilité de détection égale à 1 pour des RSB en entrée supérieurs à -4 dB. Les sigmoïdes obtenues pour les deux chaînes de traitement considérées présentent des allures très similaires, mais décalées par rapport à l'axe des abscisses (RSB en entrée). En effet, pour un RSB en entrée de -15 dB par exemple, la méthode reposant sur le E-WV-SMF-PC fournit une probabilité de détection plus forte de 0.22 que celle donnée par la méthode classique. Cette amélioration de la probabilité

de détection est de l'ordre de 0.45, en faveur du E-WV-SMF-PC, pour un RSB de -10 dB et de . Ainsi, lorsque les hypothèses d'application de la Compression d'Impulsion sont dégradées, et pour des RSB en entrée faibles (balise acoustique éloignée, et/ou très fort bruit propre) il devient avantageux d'utiliser la méthode E-WV-SMF-PC afin de repousser les limites de détection permises par la méthode classique.

Les courbes de performances précédemment commentées mettent en relief la robustesse d'une chaîne de traitement reposant sur l'emploi du E-WV-SMF-PC vis-à-vis de la dégradation des hypothèses d'applications classiques. Toutefois, notons que ces performances dépendent de la nature du signal utile, notamment de sa largeur de bande, ainsi que de la nature des fluctuations du bruit en termes de puissance instantanée. Pareillement, l'E-WV-SMF-PC n'est pas conçu pour remplacer la Compression d'Impulsion classique lorsque le RSB en entrée est fort et que les hypothèses d'application classiques sont respectées. Pour chaque application, nous conseillons donc de tracer ces courbes de performances afin de déterminer le domaine d'application du E-WV-SMF-PC.

V.5 Appréciation du gain en portée maximale d'un système de positionnement sur une exemple concret

V.5.1 Contexte

Le chapitre I peut-être vu comme un état de l'art au sujet des techniques de traitement du signal utilisées dans le domaine du positionnement acoustique. Compte tenu du fait que le choix des techniques utilisées demeure à la charge du constructeur, considérons un système de positionnement simple reposant sur l'emploi de la Compression d'Impulsion classique couplé à un détecteur du type NP. L'observation est constituée d'un bruit coloré acquis en mer comportant des non-stationnarités au sein duquel on ajoute le signal utile $p_2(t)$ défini par I.8. Ainsi, nous sommes en mesure de contrôler le RSB caractérisant l'observation. Les simulations numériques exécutées ici, consistent à mettre en concurrence le système de positionnement simplifié décrit

plus haut avec le système reposant sur l'utilisation du EWV-SMF-PC et du même seuil de détection.

V.5.2 Résultats

Tout d'abord, recherchons empiriquement la limite de fonctionnement de la méthode classique. On entend par "limite de fonctionnement" le RSB de l'observation (donc en entrée de Compression d'Impulsion) à partir duquel le Filtrage Adapté n'est plus capable de réaliser la détection sans fausse alarme. Le seuil alors considéré est le seuil de NP défini à -3 dB du maximum fournit par la Compression d'Impulsion.

La figure V.29 présente l'observation de RSB 1 dB, correspondant à la limite de fonctionnement du système classique comme nous pouvons le montrer à l'aide de la figure V.30.

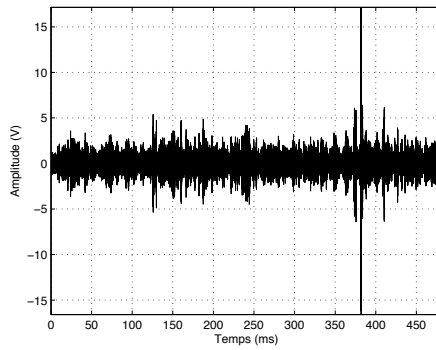


FIGURE V.29 – Observation munie d'un RSB de 1 dB. (cf. B)

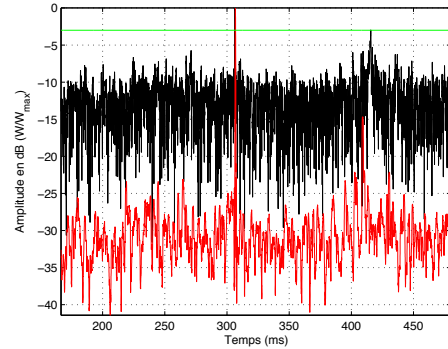


FIGURE V.30 – Résultats de la Compression d'Impulsion classique, en noir et de l'E-WV-SMF-PC en rouge, obtenus à partir de la figure V.29. (cf. B)

Pour la suite, recherchons la limite de fonctionnement du système construit à partir du E-WV-SMF-PC et du même seuil. Ceci se produit pour un RSB en entrée de -4 dB, comme illustré par la figure V.31, résultats obtenus à partir de l'observation présentée en figure V.31.

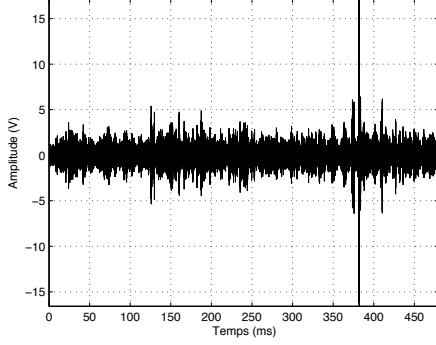


FIGURE V.31 – Observation munie d'un RSB de 1 dB. (cf. B)

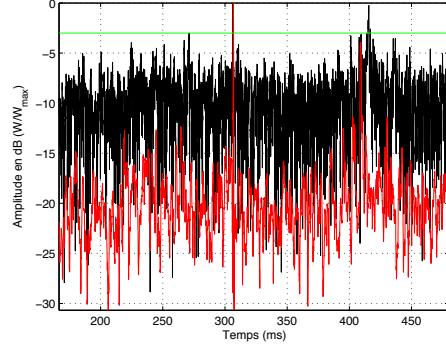


FIGURE V.32 – Résultats de la Compression d'Impulsion classique, en noir et de l'E-WV-SMF-PC en rouge, obtenus à partir de la figure V.31. En vert est représenté le seuil de détection. (cf. B)

Ainsi, nous pouvons associer les 5 dB séparant les limites de fonctionnement du système à un gain de traitement additif généré par l'emploi du E-WV-SMF-PC. On appelle $G_{E-WV-SMF-PC}$ le gain de traitement additif obtenu par la différence des RSB pour lesquels les méthodes de Compression d'Impulsion classique et E-WV-SMF-PC atteignent respectivement leur limite expérimentales de fonctionnement pour cet exemple particulier. Considérons l'équation SONAR [?], et supposons que la propagation se fait de manière sphérique. Il est alors possible de considérer les pertes dues à la propagation sous-marine (notée PT) par l'équation $PT_{FA} = 20\log(R_{FA})$ pour le système classique, où R_{FA} est une approximation de la distance oblique maximale donnée par le système classique. D'une façon équivalente nous pouvons écrire $PT_{E-WV-SMF-PC} = PT_{FA} + G_{E-WV-SMF-PC}$ pour le système ayant recours à la méthode E-WV-SMF-PC. De l'étude des figure V.30 et V.32 nous en déduisons que le gain additif $G_{E-WV-SMF-PC}$ apporté par le E-WV-SMF-PC est de 5 dB. Par conséquent, on en déduit que la distance oblique maximale obtenue par le système reposant sur le E-WV-SMF-PC, que l'on note $R_{E-WV-SMF-PC}$, peut s'exprimer en fonction de R_{FA} peut être approchée par l'équation suivante :

$$R_{E-WV-SMF-PC} = R_{FA} \times 10^{\left(\frac{G_{E-WV-SMF-PC}}{20}\right)}. \quad (V.12)$$

Ici, $G_{E-WV-SMF-PC} = 5$ dB, donc, le terme multiplicateur $10^{\left(\frac{G_{E-WV-SMF-PC}}{20}\right)}$ vaut environ

1.75. Ainsi, en faisant abstraction des pertes par atténuations, et supposons par exemple que la distance oblique maximale obtenue par Compression d'Impulsion classique est de 1000m, le système basé sur l'emploi du E-WV-SMF-PC, repousserait cette distance oblique maximale à 1750 m, et ce, sans perte en résolution. La mise en œuvre d'un tel système peut offrir un possibilité de réponse à la problématique de la thèse telle qu'elle a été formulée par l'Ifremer.

V.6 Proposition d'un détecteur associé au E-WV-SMF-PC

V.6.1 CFAR

Les détecteurs du type CFAR présentent l'intérêt d'être auto-adaptatif vis à vis de la puissance instantanée véhiculée par l'observation (voir le chapitre I). Ainsi, ce type de détecteur est à privilégier dans le but de s'affranchir des variations de la puissance instantanée du bruit.

V.6.2 Simulations à partir de signaux synthétiques

Considérons l'observation présentée en figure V.33. Il s'agit d'un bruit blanc auxquels s'additionnent des bruits blancs impulsionnels (Rapport "Bruit à Bruit" de 20 dB) ainsi que le signal utile (RSB de 5 dB) centré sur 0.075 s du début de l'observation.

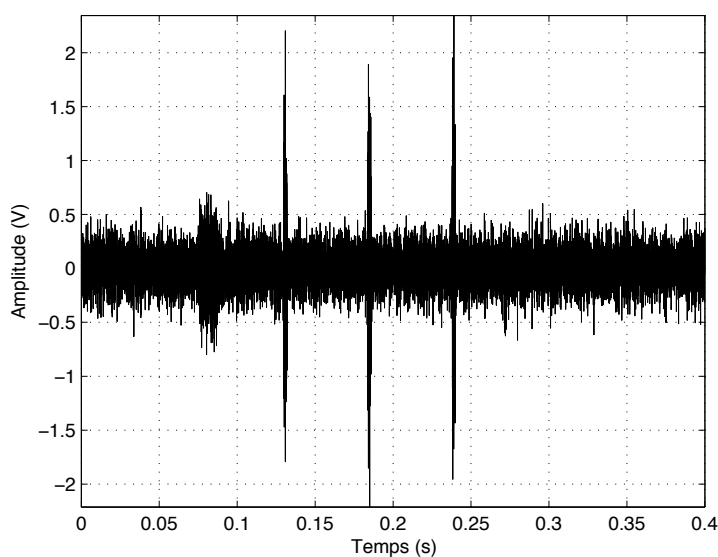


FIGURE V.33 – Observation bruitée (RSB = 5 dB) perturbée par des bruit impulsionnels de forte puissance.

La figure V.34 comporte la sortie de la Compression d'Impulsion en noir, ainsi que le seuil produit par la théorie de la détection CFAR (I.16). Dans ce cas, la détection est réalisée sans fausse alarme.

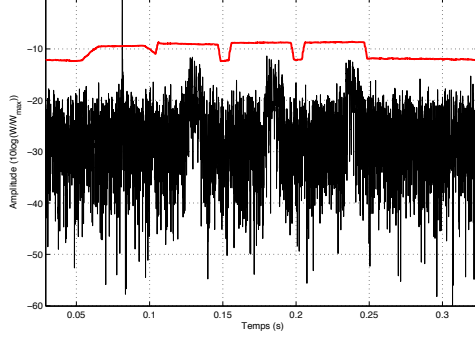


FIGURE V.34 – Résultat de la Compression d'Impulsion classique, en noir, obtenu à partir de l'observation V.33. Le seuil $\xi(t)$ est tracé en rouge. (cf. B)

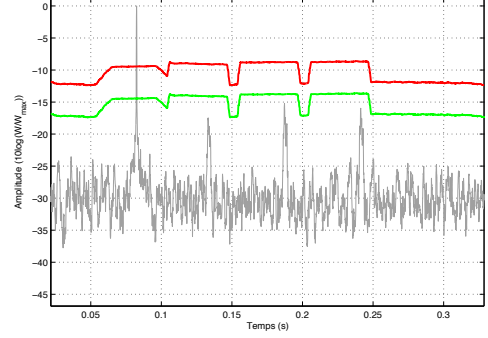


FIGURE V.35 – Résultat de l'E-WV-SMF-PC, en gris, obtenu à partir de l'observation V.33. Le seuil $\xi(t)$ est tracé en rouge tandis que le seuil $\xi'(t)$ est tracé en vert. (cf. B)

L'idée est de construire un nouveau seuil de détection à partir du seuil $\xi(t)$ défini en I.4.3 en donné par l'équation (I.16) qui vérifierait l'équation :

$$\xi'(t) = \frac{\alpha_1}{T} \int_t^{t+Ti} |r(\tau)|^2 d\tau, \quad (\text{V.13})$$

où :

- $r(t)$ est l'observation telle que définie en I.4.3 ;
- α_1 est le facteur pondérant l'expression du seuil en vue de la réjection des lobes secondaires ;
- Ti est la durée d'intégration vérifiant $Ti = \frac{-\ln(P_{fa})}{\alpha \Delta\nu}$, où $\alpha = -12$ dB.

Ainsi, le terme α_1 peut être réduit profitant de la réduction du niveau de bruit moyen. Pour cet exemple, le seuil $\xi'(t)$ est obtenu par la relation $\xi'(t) = \xi(t) - 3$, la valeur de α_1 étant telle qu'elle autorise la détection par le E-WV-SMF-PC sans fausse alarme.

V.6.3 Simulations à partir d'une observation acquise en mer

Procédons alors à l'application du seuil $\xi'(t)$ précédemment explicité, aux résultats de la Compression d'Impulsion classique et du EWV-SMF-PC obtenus sur l'observation III.15. Alors que la Compression d'Impulsion classique couplée au seuil $\xi(t)$ ne permet pas la détection du

lobe de cohérence sans fausse alarme, l'association de la méthode E-WV-SMF-PC et du seuil $\xi'(t)$ entraîne une détection dans fausse alarme. Il peut être intéressant d'utiliser un tel seuil suivant l'application ciblée. Cependant, notons que le seuil CFAR classique $\xi(t)$ appliqué à l'E-WV-SMF-PC conduit également à une détection sans fausse alarme.

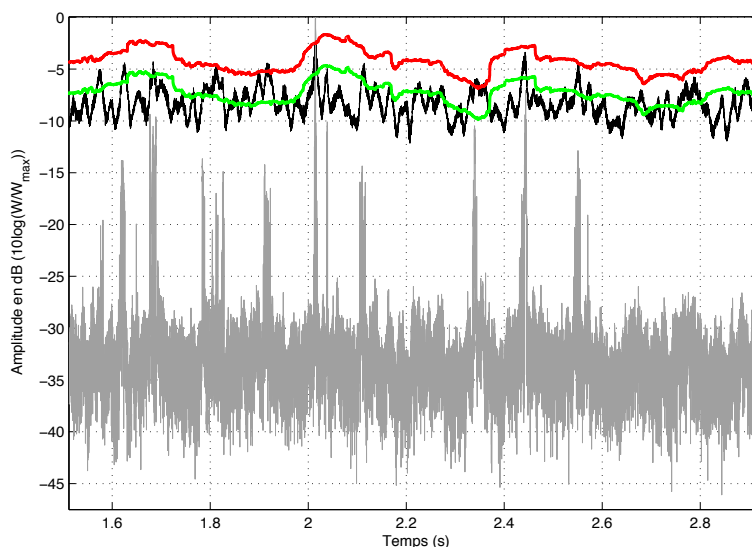


FIGURE V.36 – Résultats, obtenus à partir de l'observation III.15, de la Compression d'Impulsion classique (noir) et de l'E-WV-SMF-PC (gris). En rouge et vert sont représentés respectivement les seuils adaptatifs $\xi(t)$ et $\xi'(t)$.

V.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons proposé une méthode permettant de s'affranchir des interférences générées par la transformée de Wigner-Ville classique. En effet, celles-ci, sont d'une part source d'un bruit de traitement additionnel, d'autre part, source d'une déformation du signal utile (exemple des signaux MFSK). De plus, la méthode $WV-SMF-PC$ étant, de part sa nature bidimensionnelle, gourmande en puissance de calcul, nous suggérons une implémentation utilisant une architecture parallèle. Par conséquent, il est prévisible que les interférences générées par la transformée de WV classique induiront une dépendance du résultat du traitement vis à vis de l'architecture d'implémentation choisie. Nous avons donc proposé de calculer le plan temps-fréquence à partir de la méthode dite de *décomposition atomique*. Cette méthode, couplée à une projection sur une base de DCT, permet de s'affranchir des interférences et d'atteindre ainsi un résultat indépendant de l'architecture choisie pour l'implémentation du E-WV-SMF-PC. Plusieurs séries d'essais ont été menés, aboutissant à la conclusion que les résultats du WV-SMF-PC et du E-WV-SMF-PC sont sensiblement identiques. Dans le cas où le choix de l'utilisation du WV-SMF-PC ou de l'E-WV-SMF-PC se présente, il semble alors judicieux d'opter pour le E-WV-SMF-PC. De plus, la décomposition atomique permet de calculer la base de projection servant à la construction du plan temps-fréquence en pré-traitement. Ainsi, le calcul numérique du plan temps-fréquence se limite à un produit scalaire pour chaque échantillon ; le temps de calcul est donc réduit par rapport à ma méthode WV classique. S'appuyant sur une observation créée à partir d'un bruit acquis en mer, une comparaison pratique des performances en termes de limite de portée d'un système classique (FA + détecteur NP) et d'un système basé sur le E-WV-SMF-PC (et même détecteur NP) a été réalisée sur un exemple donné. Nous avons alors conclu, que, dans le cadre d'une portée maximale du système classique de 1000 m, celle-ci serait augmentée de 750 m (soit un facteur de 1.75) par l'utilisation du E-WV-SMF-PC. Bien sûr, ceci est un exemple particulier, et il est nécessaire de concevoir un prototype avant de pouvoir tester la méthode lors d'essais en mer. Cependant, afin de tirer le meilleur parti de l'E-WV-SMF-PC, nous avons suggéré l'utilisation d'un seuil de détection auto-adaptatif $\xi'(t)$, basé sur la théorie CFAR. Ainsi, ce dernier chapitre propose, de part le E-WV-SMF-PC, une nouvelle méthode

de Compression d'Impulsion performante, aussi bien en termes d'amélioration du RSB en sortie de traitement, que d'un point de vue de l'implémentation pratique.

Conclusion

Récapitulatif

Ce manuscrit présente les travaux effectués de 2009 à 2012 dans le cadre de mon travail de doctorat financé par l'intermédiaire d'une bourse région. L'objectif final, consistant en l'amélioration des performances des systèmes de positionnement sous-marin, a été défini par nos partenaires industriels, à savoir l'Ifremer et OSEAN.SAS. L'expertise opérationnelle qu'apporte l'Ifremer dans ce cadre, est le fruit de nombreuses remarques réalisées durant ces 20 dernières années. Lors du déploiement d'engin en mer, il est indéniable que le contexte physique, aussi bien que les conditions climatiques, influent grandement sur les performances des systèmes de positionnement. Saluons à juste titre les efforts constants de la part des constructeurs pour tenter, autant que faire se peut, de réduire cette dépendance. Un certain nombre d'outils a alors été utilisé afin d'accroître la robustesse de ces systèmes de positionnement face au bruit marin. On peut citer notamment, l'utilisation de signaux à modulation non-linéaire, de seuils de détection auto-adaptatifs ou encore de techniques de filtrage de la position. Cependant, rappelons que, de fait, l'amélioration des performances du positionnement acoustique passe par l'augmentation de la limite de portée. Il a été montré historiquement que ce point est directement lié à un gain en précision. Par ailleurs, il était impératif que les méthodes, développées au cours de cette thèse n'affectent en rien la résolution des systèmes. L'orientation de nos travaux s'est donc naturellement portée sur l'amélioration de la Compression d'Impulsion. En effet, cette technique

bien connue, est employée dans un grand nombre de domaines (SONAR, RADAR, imagerie bio-médicale,...). Conservant ce dernier point à l'esprit, les méthodes développées durant cette thèse se veulent polyvalentes, pouvant s'appliquer aux différents domaines sus-cités.

Le chapitre I établit la problématique de cette thèse. Nous y réalisons d'abord un descriptif des principaux types de systèmes de positionnement. Nous définissons aussi ce qui caractérise les performances des systèmes de positionnement sous-marin. Dans un second temps, nous démontrons que le cœur de ces systèmes demeure la Compression d'Impulsion, justifiant ainsi l'orientation des travaux conduits ici. Puis, nous procédons à un état de l'art au sujet des principales techniques de traitement du signal utilisées dans ces systèmes. Par suite de cet exposé, force est de constater que peu de travaux ont été directement menés sur la conception d'une nouvelle méthode réalisant la Compression d'Impulsion, bien que cette technique occupe une place centrale. Ceci s'explique par l'optimalité de la Compression d'Impulsion lorsque le signal utile est déterministe et lorsque le bruit est blanc. Soulignons également que cette technique, basée sur le Filtrage Adapté, présente une grande robustesse vis à vis d'une dégradation de ses hypothèses d'application. Par ailleurs, la Compression d'Impulsion est de conception simple et consomme peu de ressources en termes de mémoire et de puissance de calcul numérique.

Le chapitre II est consacré à l'étude approfondie de la Compression d'Impulsion. Nous y développons l'aspect théorique, puis nous revenons sur les caractéristiques du lobe de cohérence généré. Il s'ensuit une présentation du Filtrage Adapté en tant qu'estimateur optimal de la date d'arrivée du signal d'intérêt, qualité première qui lui a valu son utilisation au sein des systèmes de positionnement. Différents essais sont utilisés afin d'étudier le comportement de la sortie de la Compression d'Impulsion, d'abord en conditions optimales, puis en condition sous-optimales. La dégradation du signal utile se fait en ayant recours à l'effet Doppler. L'utilisation de ce phénomène physique se veut didactique et répétable. Dans le contexte du positionnement sous-marin, l'effet Doppler est souvent négligeable, bien que le pilonnement du navire, conséquence d'une mer agitée, puisse être la source d'un effet Doppler conséquent. Toutefois, la Compression

d'Impulsion étant utilisée dans d'autres domaines, et en particulier dans celui du RADAR, la prise en compte du taux Doppler est pleinement justifiée. Sur ce point, nous concluons sur la linéarité du biais induit sur l'estimation de la date d'arrivée du signal utile, nous présentons aussi l'évolution de la largeur du lobe principal et de son atténuation en fonction du taux Doppler considéré. Après avoir consacré quelques mots à la description du bruit en milieu marin, cette étude est clôturée, par l'analyse de la sortie du Filtrage Adapté lorsque le bruit est issu d'une acquisition en mer. Ainsi, le double constat suivant s'impose :

- . le signal est issu d'une réalisation d'un processus aléatoire :

Considérant que la propagation du signal dans le milieu influe sur la réponse fréquentielle de ce dernier, considérant que la cinématique des mobiles mis en jeu peut induire un effet Doppler et considérant que le signal émit est soumis à des erreurs numériques et électroniques, le signal utile peut toujours être vu comme la réalisation d'un processus aléatoire.

- . le bruit est coloré :

Considérant la richesses des composantes constituant le bruit sous-marin, celui-ci est généralement coloré, y compris dans la bande du signal utile.

Nous sommes alors conduit à proposer l'idée de concevoir une nouvelle forme de Compression d'Impulsion prenant en compte le caractère aléatoire du signal ainsi que de la coloration du bruit.

Le chapitre III, consiste à répondre au problème posé par le chapitre précédent, c'est-à-dire à l'extension des hypothèses d'application de la Compression d'Impulsion aux signaux aléatoires et aux bruits colorés. Or, le Filtrage Adapté Stochastique est une technique prenant en compte les nouvelles hypothèses énoncées ci-dessus. Dans la première partie de ce chapitre, nous procédons à une description des principaux concepts liés aux Filtrage Adapté Stochastique. Celui-ci repose sur l'approximation de l'observation par une base de fonctions déterministes pondérées par des variables aléatoires. L'ordre de troncature de cette approximation étant dépendant du Rapport Signal à Bruit instantané présent au sein de l'observation, il est alors possible de

concevoir *le filtre variant dans le temps*, appelé "filtre h". Ceci revient alors à disposer d'un banc de filtres dont le gabarit en fréquence est dépendant de la puissance instantanée présente au sein de l'observation. Cette formulation originale permet une utilisation du Filtrage Adapté Stochastique en adéquation avec nos besoins. En effet, la formulation traditionnelle de cette technique de débruitage ne permet pas la répétabilité de l'opération de filtrage, celle-ci étant dépendante des variables aléatoires spécifiques au signal considéré. Grâce au "filtre h", nous sommes en mesure d'effectuer au préalable le filtrage du modèle de signal utile dont on dispose, par chaque gabarit de "filtre h" possible. Une opération de Compression d'Impulsion classique succède alors à l'étape de débruitage, en utilisant comme référence (et pour chaque instant) le modèle de signal filtré par le "filtre h" ayant servi à débruiter l'observation. En vue de la calibration des fonctions de base, la théorie du Filtrage Adapté Stochastique, nécessite une estimation des fonctions d'autocorrélation du signal et du bruit ainsi qu'une estimation de la puissance du bruit dans le but de calculer le Rapport Signal à Bruit instantané disponible au sein de l'observation. En ce qui concerne la fonction d'autocorrélation du signal, disposant du modèle numérique de la référence, ceci peut être réalisé au préalable sans difficulté. L'estimation de la fonction d'autocorrélation et de la puissance du bruit doit être réalisée empiriquement et *a priori* sur une portion de l'observation ne contenant que du bruit. Dans le cadre d'une application au positionnement sous-marin, cela peut être aisément réalisé en tenant compte de l'alternance des cycles d'émission et de réception du système (l'opérateur est maître de la durée de ces cycles). On peut imaginer choisir la portion de l'observation située entre les dates de réception du signal utile et d'émission d'une nouvelle interrogation. On prendra alors soin de laisser une marge de sécurité entre la réception du signal et le début de la zone de bruit, afin d'éviter que cette dernière contienne des répliques du signal utile issues de trajets indirects. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous analysons les résultats d'essais menés sur cette nouvelle méthode appelée SMF-PC pour Stochastique Matched Filter - Pulse Compression. Pour ce faire, nous avons recours à des observations synthétiques (signal déterministe et bruit blanc) ainsi qu'à des observations issues d'essais en mer. Nous portons nos remarques dans un bilan décrivant le comportement du SMF-PC. Nos partenaires industriels, ont manifesté un vif

intérêt pour cette nouvelle technique, pouvant réduire le niveau de bruit moyen en sortie de traitement de 40 dB. Celle-ci permettant de réduire le niveau du seuil de détection, la portée s'en trouve alors potentiellement augmentée. Lorsque l'observation n'est constituée que du bruit et qu'un surcroît de la puissance du bruit est interprétée (localement et a tort) par le SMF-PC comme étant lié à l'apparition du signal utile, alors l'organe débruiteur du SMF-PC n'assure plus la réduction du niveau de bruit moyen en sortie. Sous ces conditions, l'approximation de l'observation donnée par le Filtre Adapté Stochastique étant très proche de l'observation (le terme "égal" serait un abus de langage, mais il n'en reste pas moins que le signal généré est quasi-identique à l'observation initiale), le SMF-PC revient à réaliser une Compression d'Impulsion classique. Ainsi, en comparaison avec la Compression d'Impulsion classique, l'utilisation du SMF-PC ne présente que des avantages en termes de la mise en évidence du signal d'intérêt au sein de l'observation. Bien entendu, le gain apporté par le SMF-PC entraîne un coût en terme de puissance de calcul et de mise en œuvre (estimations *a priori*). Malgré le caractère séduisant de cette nouvelle méthode, nous attirons l'attention du lecteur sur deux bémols :

- . l'apparition d'un plateau de bruit autour du lobe de cohérence,

L'étude des résultats obtenus en sortie du SMF-PC met en évidence l'apparition d'un plateau de bruit autour du lobe de cohérence. Sur une portion de l'observation compressée, de durée $2T$ (ou T désigne la durée du pulse) autour de la date d'arrivée du signal, nous constatons que la sortie du SMF-PC est égale à celle générée par la Compression d'Impulsion classique.

- . un fonctionnement *TOUT-OU-RIEN* :

En dessous d'un certain RSB présent en entrée (0 dB), le SMF-PC n'engendre plus la réduction du niveau de bruit moyen. De plus, dans le cas où la puissance du bruit est estimée sur une zone où le bruit est particulièrement fort, ou dans le cas où la balise acoustique est très éloignée (puissance utile faible), le surcroît de puissance induit par la présence du signal utile est insuffisant à générer un ordre de troncature supérieur à 1. L'information, considérée comme étant du bruit, est alors détruite.

Ces deux points s'expliquent par la considération des hypothèses d'application du Filtrage

Adapté Stochastique. La calibration des fonctions de base reposant sur l'estimation des fonctions d'autocorrélation, du signal et du bruit, la stationnarité du signal et du bruit est nécessaire. Cependant, des applications du Filtrage Adapté Stochastique sur des signaux non stationnaires ont déjà été réalisées avec succès. Ces applications ont démontré la robustesse de cette méthode face au non-respect des hypothèses d'application. Ceci explique le choix initial qui avait été fait, sachant que les hypothèses de stationnarité ne seront jamais vérifiées. Les résultats produits par le SMF-PC reste, signalons le, appréciés de nos partenaires industriels, et cette technique peut certainement s'avérer salvatrice dans maintes applications.

Le chapitre IV a pour objectif de s'affranchir des hypothèses de stationnarité au second ordre imposées par le SMF-PC, tout en conservant les hypothèses de signal aléatoire et de bruit coloré. Or, l'étude des signaux non-stationnaires est réalisée depuis de nombreuses années par le biais des techniques temps-fréquence. Dans la première partie de ce chapitre, nous évoquons plusieurs transformées générant le plan temps-fréquence. Nous justifions notre choix concernant la distribution de Wigner-Ville par sa propriété à localiser parfaitement un signal modulé linéairement en fréquence ainsi que sa capacité à s'affranchir du principe d'incertitude d'Heisenberg. Nous explicitons alors comment estimer la *puissance temps-fréquence* à partir d'un masque temps-fréquence, lui-même calculé à partir de la fréquence instantanée du modèle de signal utile dont on dispose. Dès lors, le principe du WV-SMF-PC, pour Wigner Ville -SMF-PC, consiste à réaliser successivement, une estimation du *Rapport Signal Bruit temps-fréquence*, le filtrage du plan temps-fréquence courant par une batterie de filtres calibrés selon la théorie du Filtrage Adapté Stochastique, puis de conclure l'opération de Compression d'Impulsion par une intégration de la fenêtre temps-fréquence débruitée, le long du chemin parcouru par la fréquence instantanée du modèle. Des essais numériques, sur signaux synthétiques et issus d'essais en mer, mettent en évidence, d'une part le gain considérable en termes d'amélioration du Rapport Signal à Bruit en sortie, et d'autre part la conservation de la largeur du lobe principal obtenue par Compression d'Impulsion classique mais aussi, de la disparition du plateau de bruit généré par le SMF-PC autour du lobe de cohérence. Notons également que le WV-SMF-PC ne présente pas de fonction-

nement *TOUT-OU-RIEN*, contrairement au SMF-PC. La méthode WV-SMF-PC semble toute indiquée pour répondre à la problématique de la thèse. Cependant, nous nous devons d'attirer l'attention du lecteur sur le fait que cette nouvelle méthode de Compression d'Impulsion est, par sa nature bidimensionnelle gourmande en puissance de calcul (mémoire et temps CPU). Nous proposons alors l'idée d'implémenter cette méthode au moyen d'une architecture parallèle, en découpant en plusieurs sous-bandes l'axe fréquentiel du plan temps-fréquence. Ceci soulève une problématique liée aux interférences induites par l'utilisation de la transformée de Wigner-Ville. Il va sans dire que ces interférences peuvent être synonyme d'un terme perturbateur additif, lequel pourrait être représenté par un bruit de traitement (c'est-à-dire dépendant de la méthode employée, et non présent initialement au sein de l'observation). De plus le problème majeur est que les interférences dans le plan de Wigner-Ville sont corrélées entre elles. Ainsi, si l'on découpe le plan temps-fréquence en sous-bandes, les interférences ne seront alors pas générées de la même façon, conférant au résultat du WV-SMF-PC une dépendance au degré de parallélisation de la technique.

Le chapitre V, est initié par la présentation d'une méthode judicieuse de construction du plan temps-fréquence. Reposant sur une projection sur une base de DCT, cette technique appelée *décomposition atomique* permet de s'affranchir des interférences générées par la transformée de Wigner-Ville classique sans engendrer un étalement de l'énergie représentée dans le domaine temps-fréquence (contrairement aux transformées de Pseudo Wigner-Ville ou Pseudo Wigner-Ville Lissée). Après avoir explicité la théorie relative à cette méthode temps-fréquence, nous décrivons l'Enhanced-WV-SMF-PC (E-WV-SMF-PC), employant la décomposition atomique. De nombreux essais sont alors effectués prouvant l'équivalence entre les méthodes WV-SMF-PC et E-WV-SMF-PC. Nous signalons aussi, que le choix de l'E-WV-SMF-PC se fait alors en considérant, d'une part l'exacte parallélisation rendue possible par la décomposition atomique, mais aussi par le fait que la construction du plan temps-fréquence par cette technique permet de réduire fortement le nombre d'opérations à effectuer pour chaque échantillon de l'observation (entraînant un temps de calcul réduit). Une seconde partie de ce chapitre est dédiée à

l'appréciation du gain en limite de portée apporté par l'utilisation du E-WV-SMF-PC au sein d'un système de positionnement acoustique. Nous considérons un cas particulier, où l'emploi du E-WV-SMF-PC permettrait de gagner, en première approximation, un facteur de 1.75 sur la limite de portée de l'approche classique. Par conséquent, si on admet que si la balise acoustique est située à 3000 m du navire en distance oblique, la détection aurait potentiellement lieu à 5250 m en substituant la Compression d'Impulsion classique en faveur de l'E-WV-SMF-PC. En troisième partie, nous suggérons l'utilisation d'un détecteur, basé sur le principe des détecteurs auto-adaptatifs CFAR (à taux constant de fausse alarme). La conception de ce détecteur se ferait moyennant une réduction du taux de réjection des lobes secondaires, tout en conservant la durée d'intégration utilisée dans le cadre d'une application à la sortie de la Compression d'Impulsion classique. L'utilisation d'un tel détecteur serait aisée, et réalisable à moindre coût.

Ainsi, la méthode que l'on a baptisée E-WV-SMF-PC répond pleinement à la problématique de la thèse, sans perte en résolution et moyennant un coût en temps et puissance de calcul minimal. De plus, les travaux réalisés durant cette thèse, ont rendus accessible la notion de "filtre h" mais aussi la méthode de *décomposition atomique sur une base de DCT* qui permet de générer le plan temps-fréquence de Wigner-Ville dépourvu d'interférences.

L'ensemble des travaux réalisés au cours de ces trois ans de thèse ont donné lieu à la participation à cinq conférences internationales [CJB10a], [CJB10b], [JCB11], [CJ11] et [CJB12]. La présentation d'un poster au concours étudiant durant la conférence OCEAN'S 10 Santander ([JCB11]) a été récompensée par l'obtention du deuxième prix. De plus deux articles sont en cours de rédaction dans le but d'être soumis à des revues nationales et internationales.

Perspectives

Les perspectives des travaux de thèse figurant dans le présent document, peuvent se répartir en deux grandes familles : celle des perspectives de recherches et celle de la portée industrielle

des méthode développées.

La conception de nouvelles techniques de Compression d'Impulsion, augmentant le gain de traitement par rapport à la Compression d'Impulsion classique, basée sur le Filtrage Adapté, ouvre la porte à l'étude de plusieurs techniques associées. Évoquons d'abord les travaux pouvant se rapporter à l'étude d'un outil de détection associé à ces nouvelles méthodes. Nous proposons dans cette thèse, d'utiliser un détecteur issu des principes CFAR, mais d'autres voies sont sans aucun doute à envisager. La parallélisation de l'E-WV-SMF-PC sur plusieurs sous-bandes peut permettre d'introduire un indice de confiance en se posant la question suivante : "Sachant que $N\%$ des pistes ont abouti à une détection, cette détection est-elle valide par rapport à un certain seuil?". Suggérons aussi d'étudier des applications de ces nouvelles méthodes en introduisant le concept de masque auto-adaptatif, ce qui permettrait sans doute d'accroître la robustesse du WV-SMF-PC ou de l'E-WV-SMF-PC face à un effet Doppler ou de façon plus générale, à une erreur de modèle. De plus, nous montrons ici, qu'il est aujourd'hui possible d'avoir recours à l'utilisation des techniques temps-fréquence et en particulier de la décomposition atomique pour des traitements *complexes*. A ce sujet, le choix à été fait dans cette thèse d'utiliser une base de DCT. N'existe-t'il pas d'autres bases qui fourniraient des résultats intéressants. Autant de questions aujourd'hui sans réponses précises que de pistes à explorer.

Aujourd'hui, libre à nos partenaires industriel d'exploiter les fruits de ces trois années de recherche en intégrant ces nouveaux concepts au sein de prototypes expérimentaux. Des essais en conditions réelles seraient pertinents pour quantifier avec précision l'apport que génère l'utilisation de ces méthodes. On peut imaginer dans un premier temps un distance-mètre, ce qui permettrait de s'affranchir de la conception délicate d'antenne associée à la goniométrie. Le gain en limite de portée peut, suivant l'application considérée, être reporté sur la réduction du niveau d'émission des balises acoustiques. Ceci engendrerait une réduction de leur masse, ou une augmentation de leur autonomie, toutes deux intéressantes.

Conclusion

Figures du chapitre III

Ici sont présentées les figures agrandies du chapitre III, dont la légende renvoie à la présente annexe.

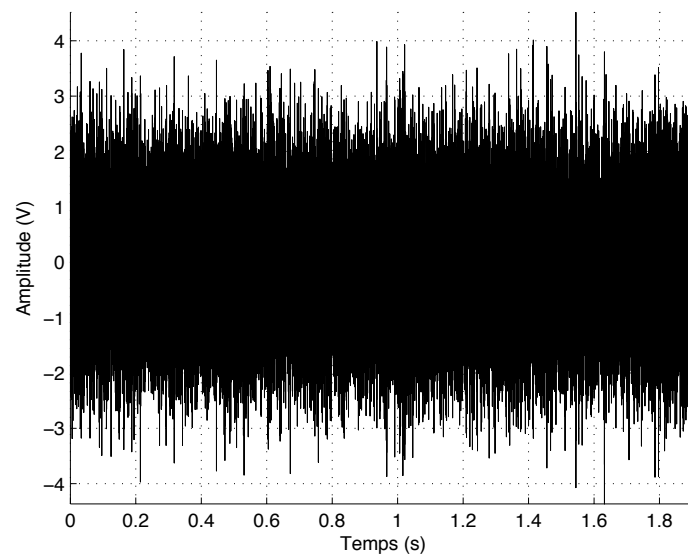


FIGURE A.2 – Observation composée d’un bruit blanc gaussien et d’un signal du type $p_1(t)$ présent vers 1 s avec un RSB de 0 dB.

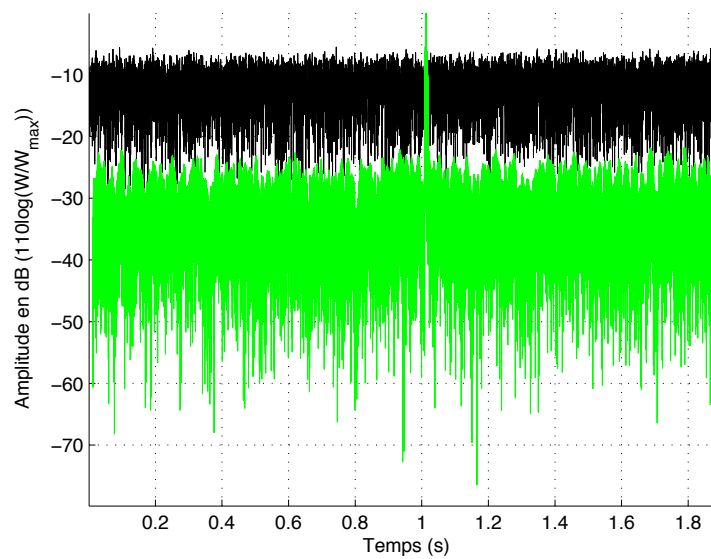


FIGURE A.3 – Compression d’Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque l’observation présente un RSB de 0 dB.

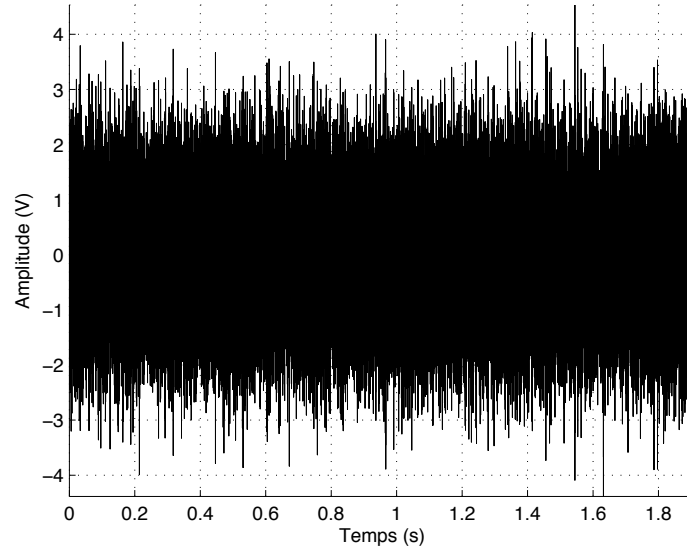


FIGURE A.4 – Observation composée d’un bruit blanc gaussien et d’un signal du type $p_1(t)$ présent vers 1 s avec un RSB de -5 dB.

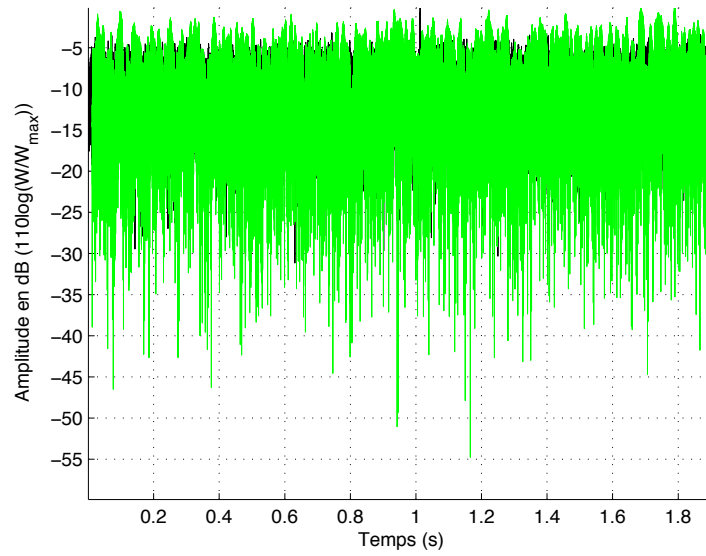


FIGURE A.5 – Compression d’Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque l’observation présente un RSB de -5 dB.

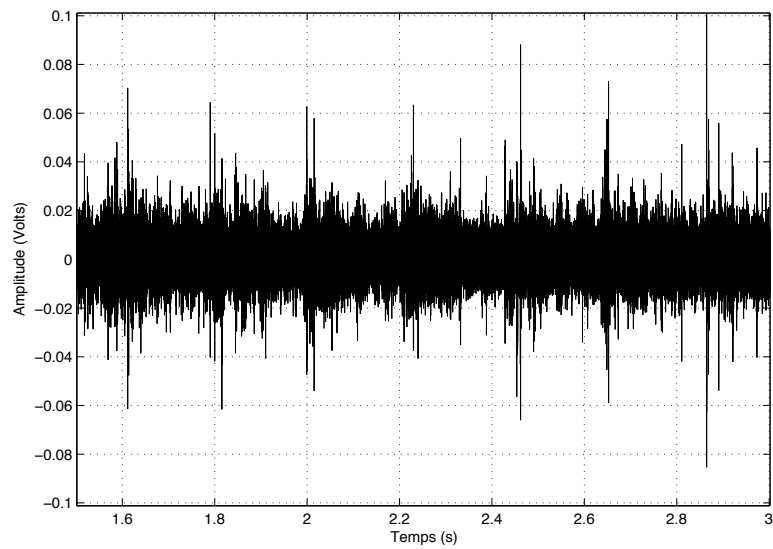


FIGURE A.6 – Observation opérationnelle (distance oblique de 1250 m).

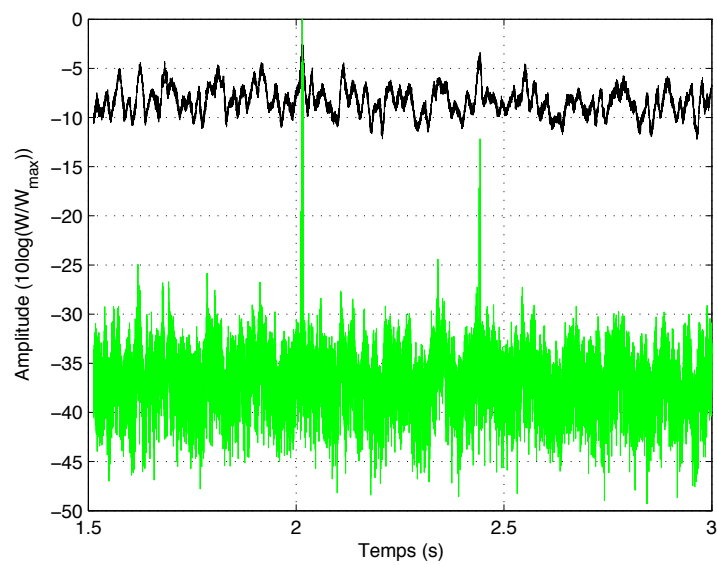


FIGURE A.7 – Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque la distance oblique est de 1250 m.

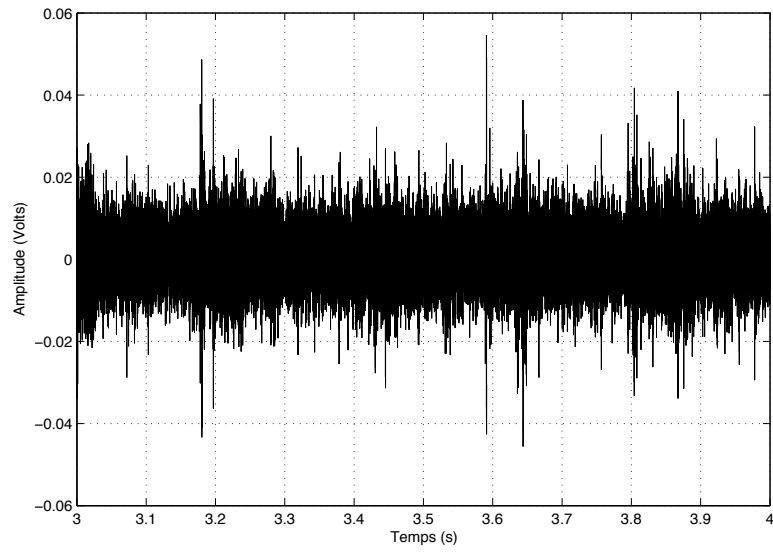


FIGURE A.8 – Observation opérationnelle (distance oblique de 2136 m).

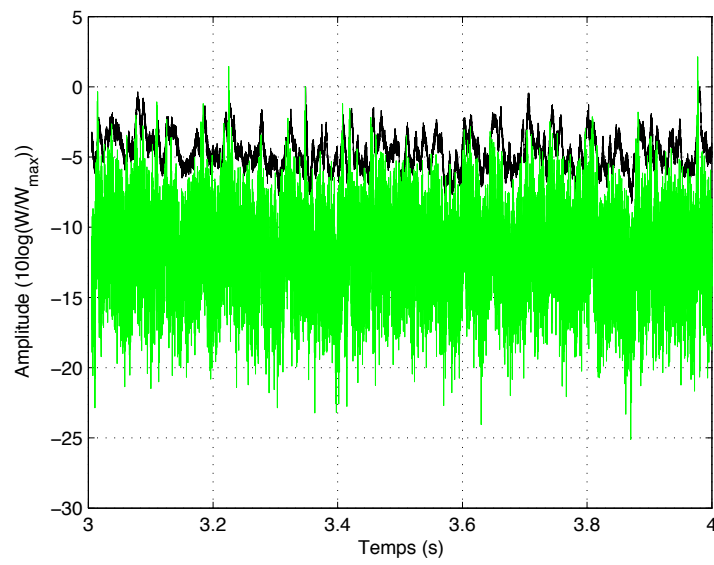


FIGURE A.9 – Compression d'Impulsion classique (noir) et SMF-PC (vert) lorsque la distance oblique est de 2136 m.

Figures du chapitre V

Ici sont présentées les figures agrandies du chapitre V, dont la légende renvoie à la présente annexe.

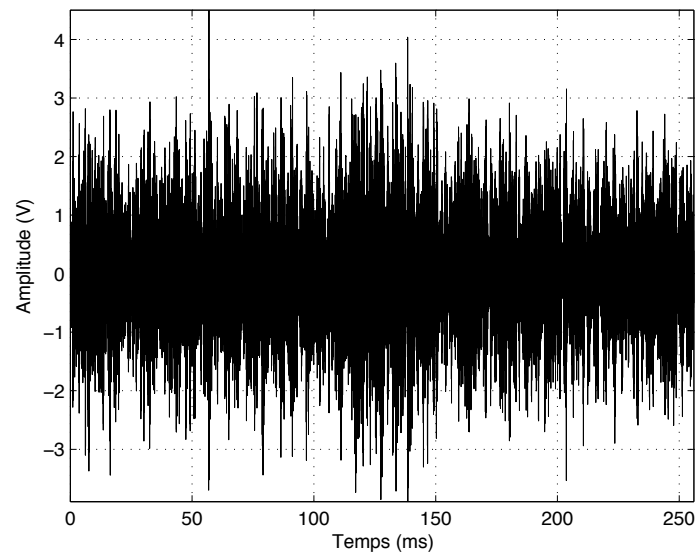


FIGURE B.1 – Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit blanc (RSB = 0 dB).

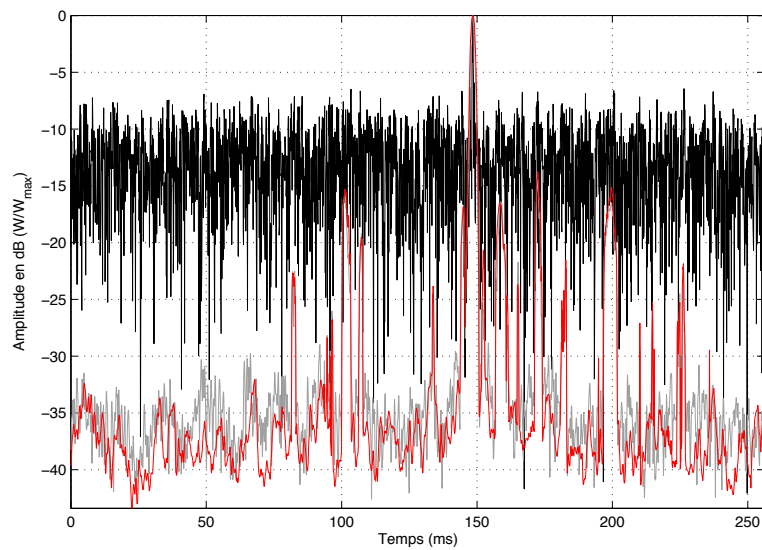


FIGURE B.2 – Résultat obtenu à partir de l'observation V.6 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).

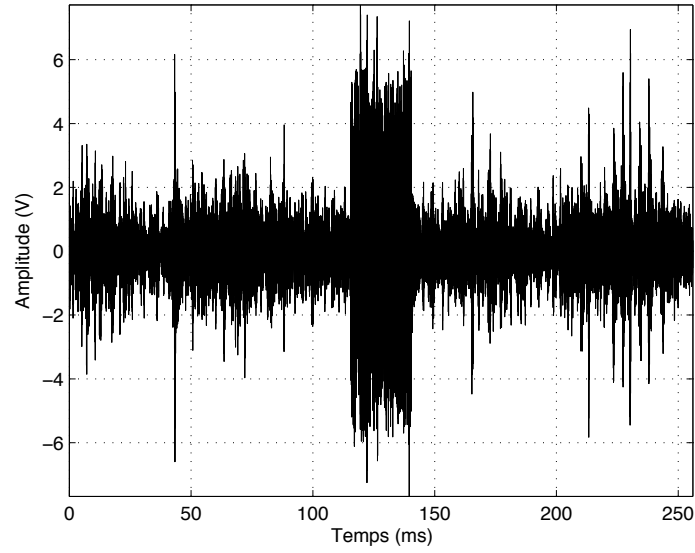


FIGURE B.3 – Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = 10 dB).

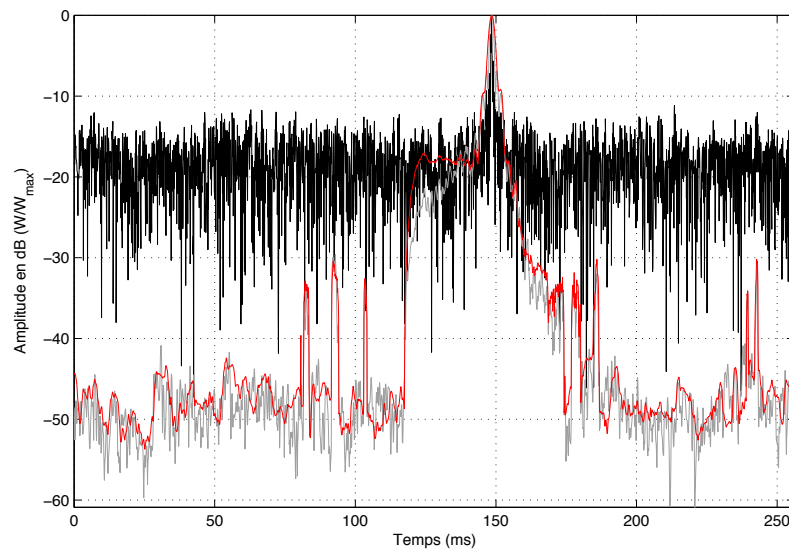


FIGURE B.4 – Résultats obtenu à partir de l'observation V.8 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).

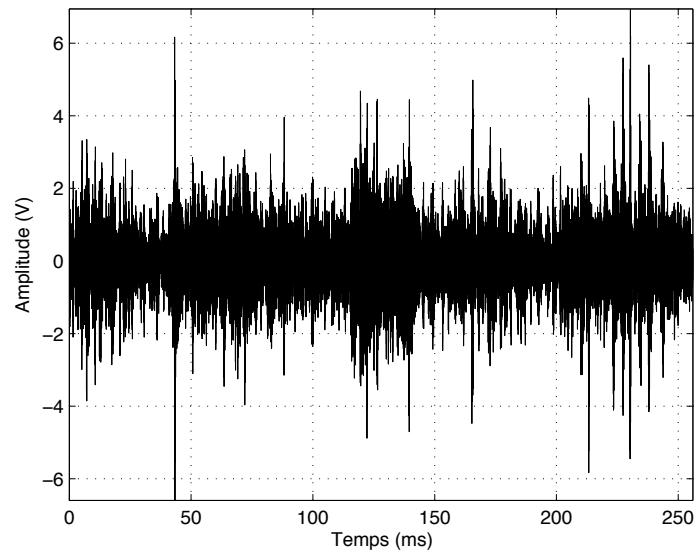


FIGURE B.5 – Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer ($RSB = 0$ dB).

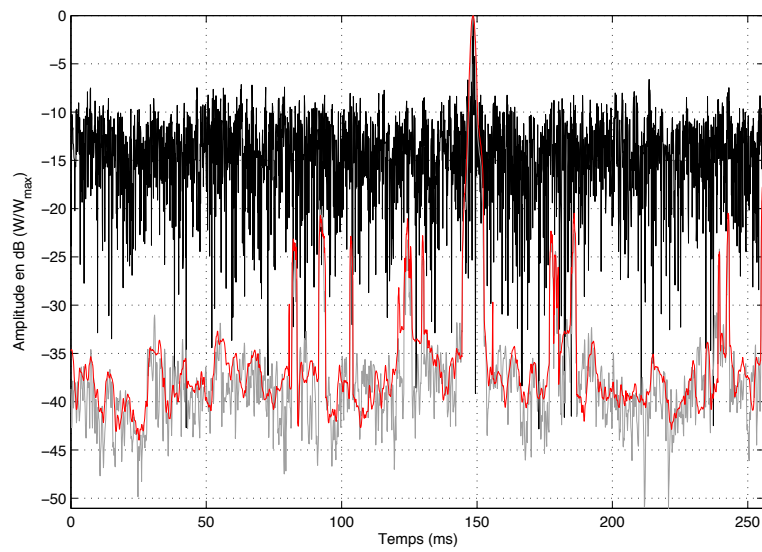


FIGURE B.6 – Résultats obtenus à partir de l'observation V.10 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).

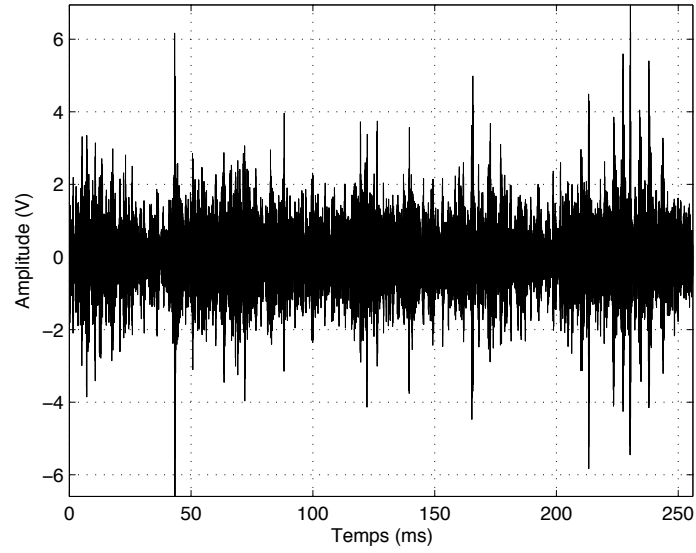


FIGURE B.7 – Observation centrée sur un signal du type $p_1(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = -10 dB).

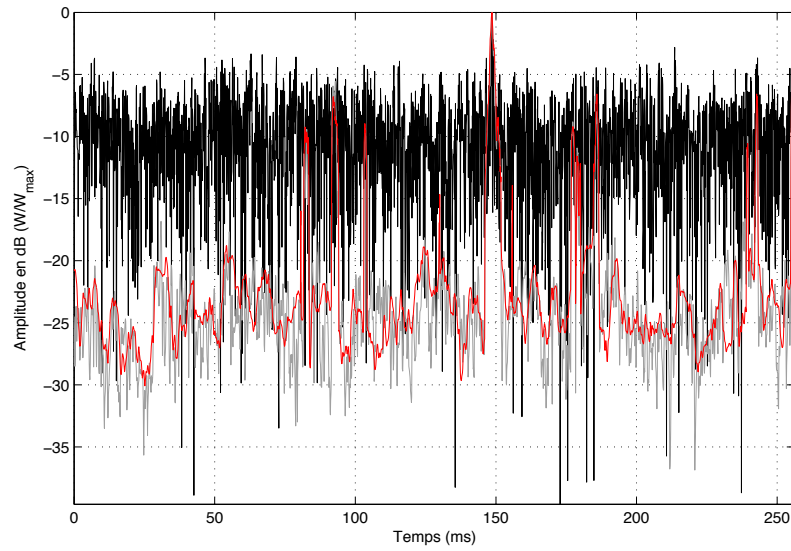


FIGURE B.8 – Résultat obtenu à partir de l'observation V.12 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).

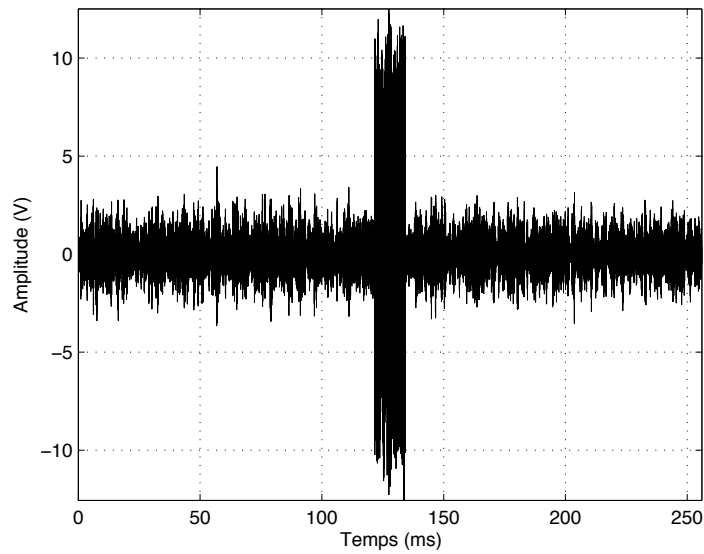


FIGURE B.9 – Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = 20 dB).

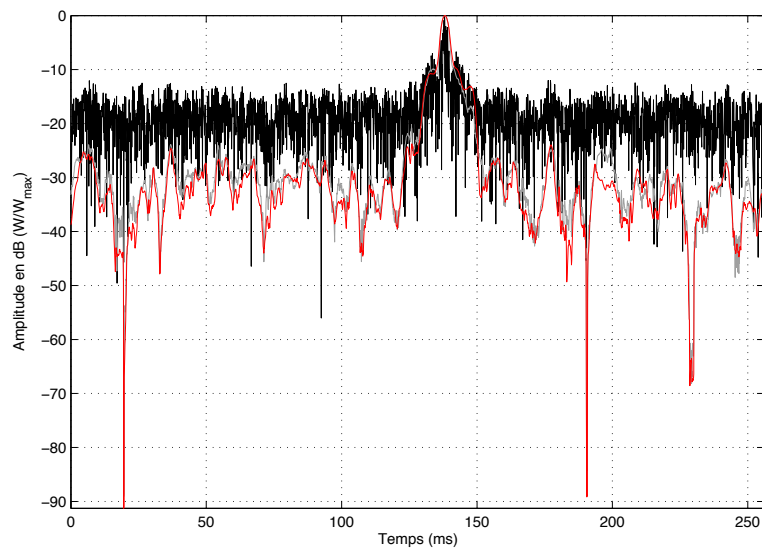


FIGURE B.10 – Résultats obtenus à partir de l'observation V.14 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).

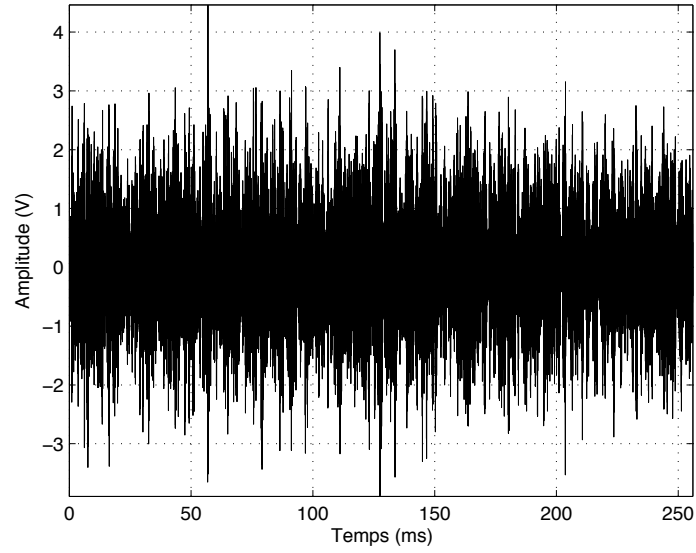


FIGURE B.11 – Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = 0 dB).

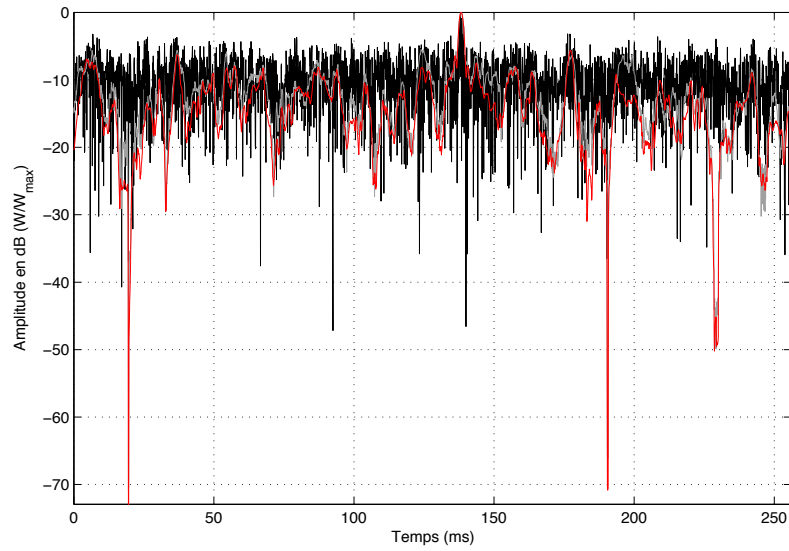


FIGURE B.12 – Résultats obtenus à partir de l'observation V.16 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).

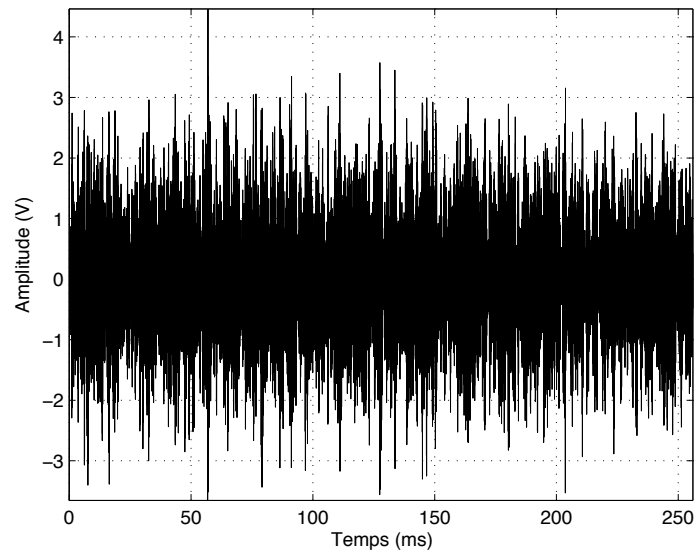


FIGURE B.13 – Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit blanc gaussien (RSB = -5 dB).

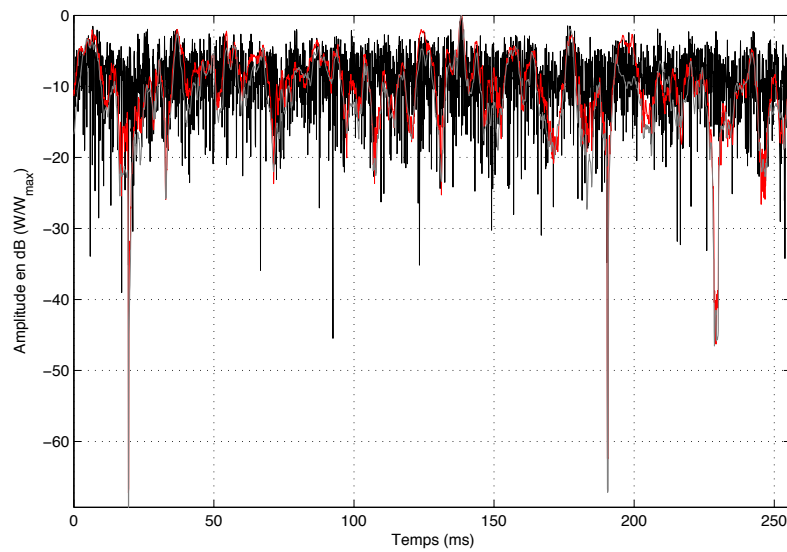


FIGURE B.14 – Résultats obtenus à partir de l'observation V.18 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).

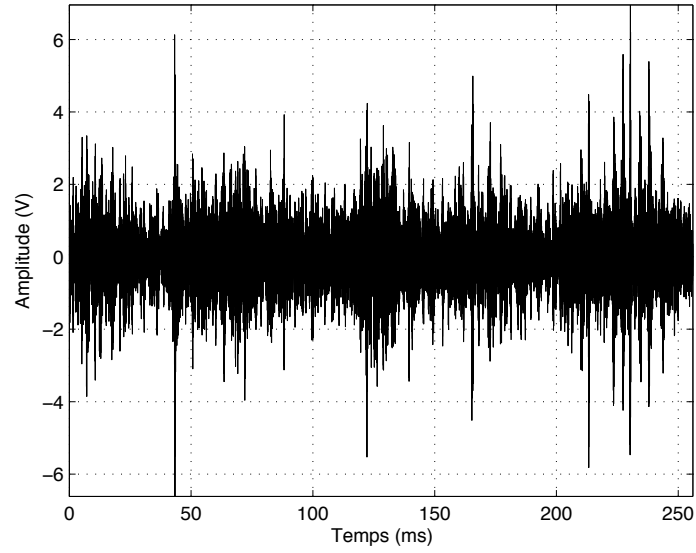


FIGURE B.15 – Observation centrée sur un signal du type $p_3(t)$ pollué par un bruit de mer (RSB = 5 dB).

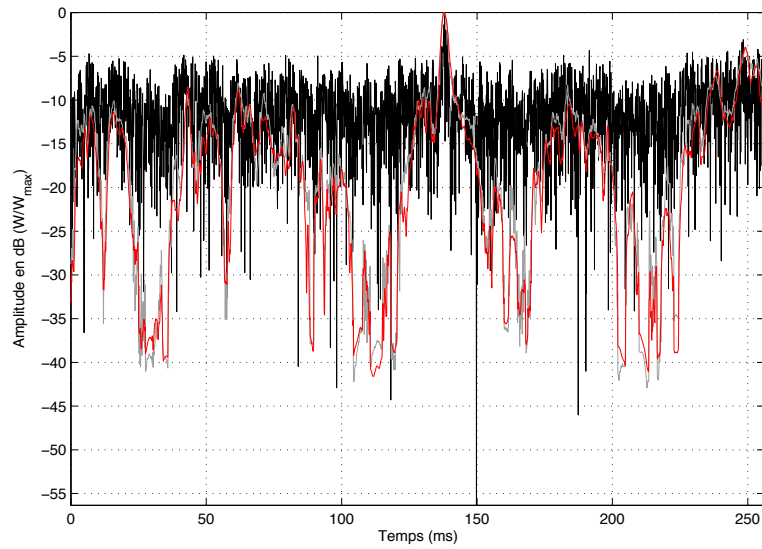


FIGURE B.16 – Résultats obtenus à partir de l'observation V.20 (Compression d'Impulsion Classique en noir, WV-SMF-PC en gris et E-WV-SMF-PC en rouge).

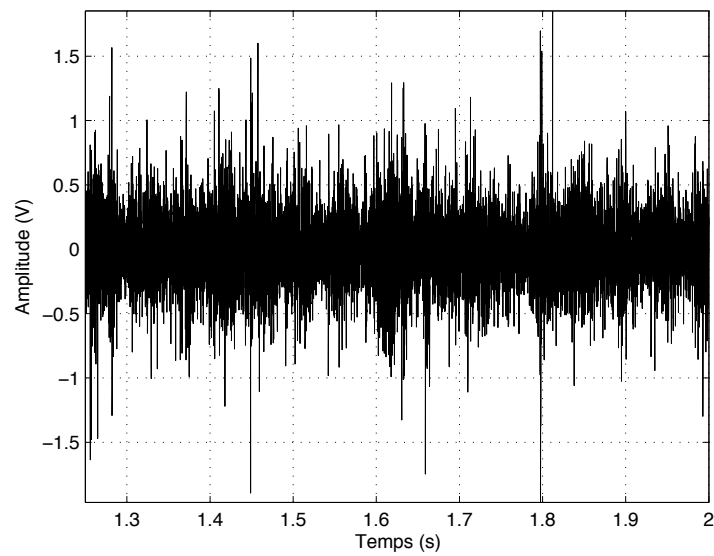


FIGURE B.17 – Observation opérationnelle (distance oblique de 1250 m). .

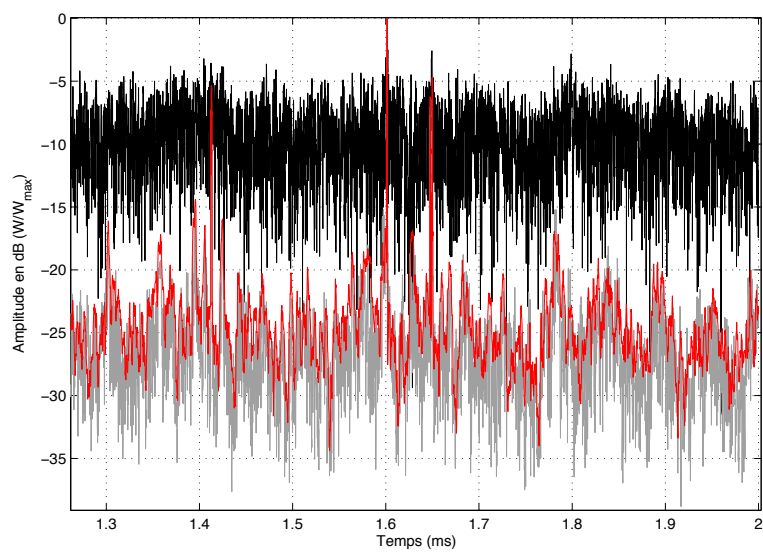


FIGURE B.18 – Résultats de la Compression d'Impulsion classique (noir), du WV-SMF-PC (gris) et du E-WV-SMF-PC (rouge) sur l'observation V.22.

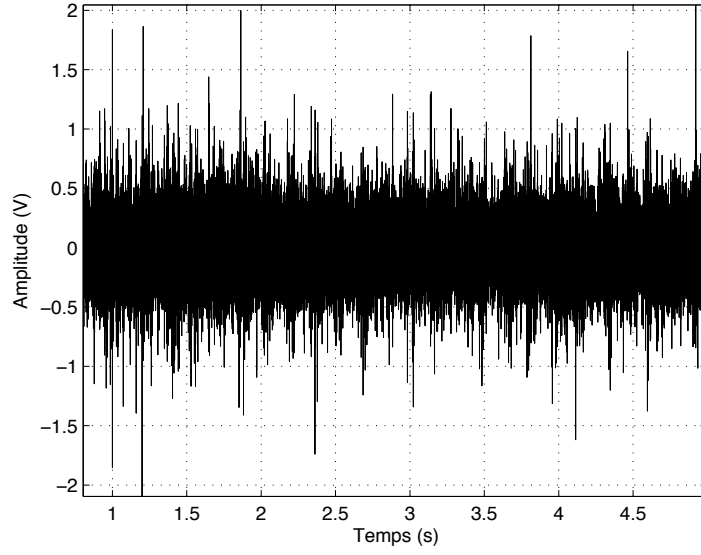


FIGURE B.19 – Observation opérationnelle (distance oblique de 2136 m). .

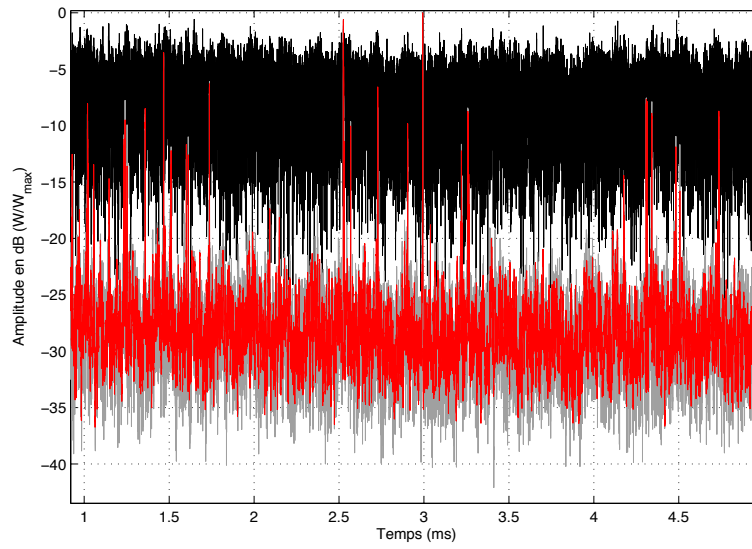


FIGURE B.20 – Résultats de la Compression d'Impulsion classique (noir), du WV-SMF-PC (gris) et du E-WV-SMF-PC (rouge) sur l'observation V.24.

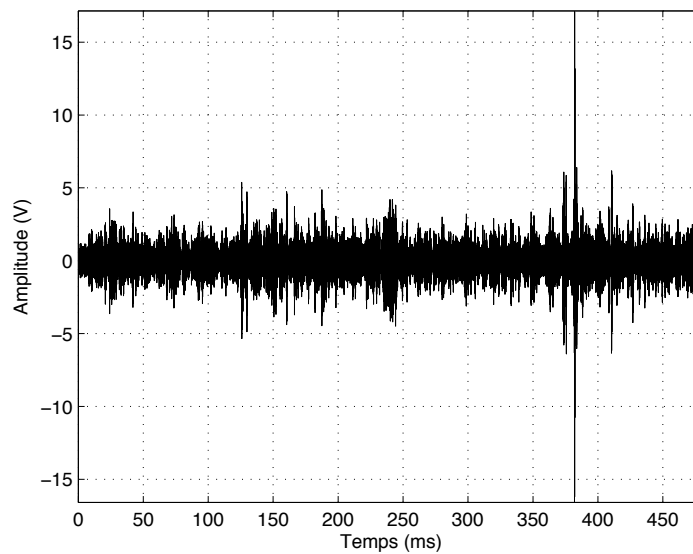


FIGURE B.21 – Observation munie d'un RSB de 1 dB.

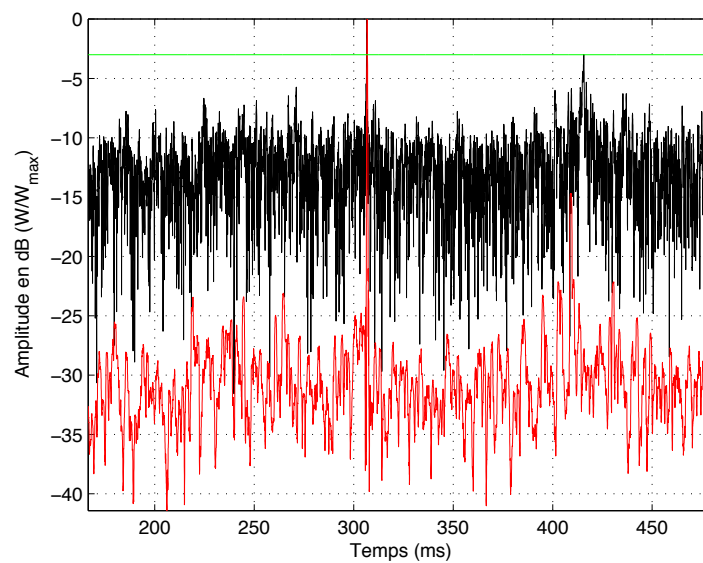


FIGURE B.22 – Résultats de la Compression d'Impulsion classique, en noir et de l'E-WV-SMF-PC en rouge, obtenus à partir de la figure V.29.

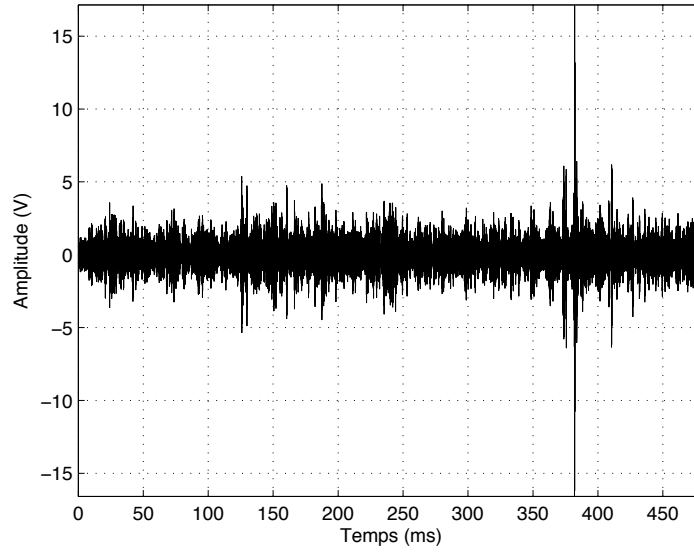


FIGURE B.23 – Observation munie d'un RSB de 1 dB.

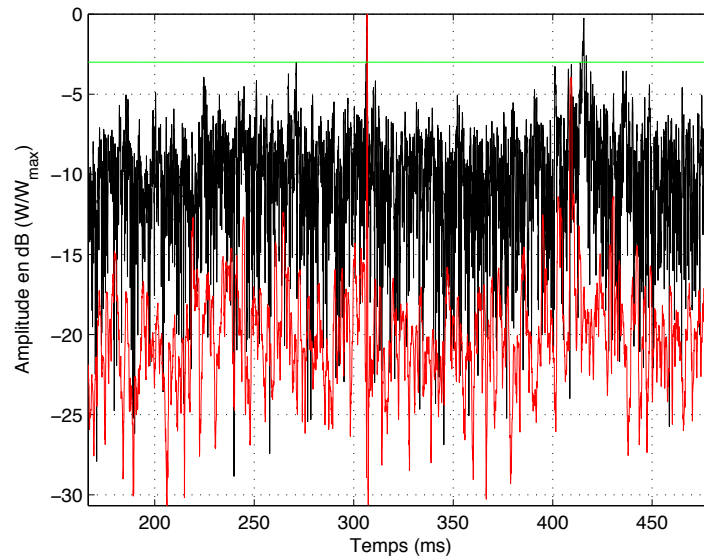


FIGURE B.24 – Résultats de la Compression d'Impulsion classique, en noir et de l'E-WV-SMF-PC en rouge, obtenus à partir de la figure V.31. En vert est représenté le seuil de détection.

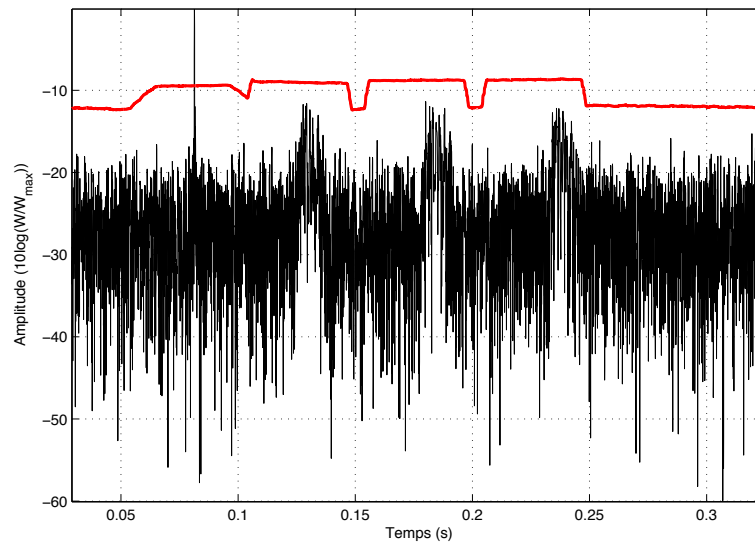


FIGURE B.25 – Résultat de la Compression d'Impulsion classique, en noir, obtenu à partir de l'observation V.33. Le seuil $\xi(t)$ est tracé en rouge.

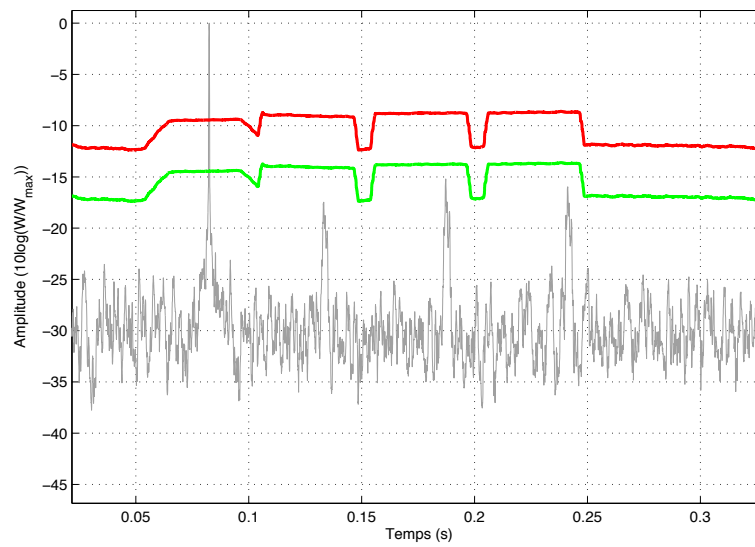


FIGURE B.26 – Résultat de l'E-WV-SMF-PC, en gris, obtenu à partir de l'observation V.33. Le seuil $\xi(t)$ est tracé en rouge tandis que le seuil $\xi'(t)$ est tracé en vert.

Bibliographie

- [AID04] M. AIDRIC. GAPS, a new concept for USBL [Global acoustic positioning system for ultra short base line positioning]. In *OCEANS '04. MTTTS/IEEE TECHNO-OCEAN '04*, volume 2, November 2004.
- [BGLHU94] M. A. BENKHELIFA, M. GINDRE, J. Y. LE HUEROU, and W. URBACH. Echography using correlation techniques : choice of coding signal. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 41(5), September 1994.
- [BOU86] M. E. BOUHIER. Amélioration des performances en portée et en précision de localisation angulaire des systèmes de navigation sous-marine, 1986. Thèse de doctorat.
- [BZ86] M. BOUHIER and M. ZAKHARIA. Noise influence on the accuracy of source localising, comparison of various receivers with an imposed achitecture. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '86.*, volume 11, April 1986.
- [CAL03] H. J. CALLOW. *Signal Processing for Synthetic Aperture Sonar Image Enhancement*. PhD thesis, University of Canterbury, 2003.
- [CAV91] J-F. CAVASSILLAS. Stochastic matched filter. *Proceedings of the Institute of Acoustics (International Conference on Sonar Signal Processing)*, Vol. 13, Part 9,

- pp. 194-199*, 1991.
- [CJ11] P. COURMONTAGNE and G. JULIEN. An optimal subspace projection in a time-frequency plane for chirp detection in a noisy environment. pages 1 –10, September 2011.
- [CJB10a] P. COURMONTAGNE, G. JULIEN, and M. E. BOUHIER. An improvement to the pulse compression scheme. In *OCEANS 2010 IEEE - Sydney*, May 2010.
- [CJB10b] P. COURMONTAGNE, G. JULIEN, and M. E. BOUHIER. On the use of time-frequency domains for the improvement of the stochastic matched filter pulse compression scheme with a high speed computing architecture. In *OCEANS 2010*, September 2010.
- [CJB12] P. COURMONTAGNE, G. JULIEN, and M. E. BOUHIER. The enhanced WV-SMF-PC #x2014; applications on ifremer sea trials signals. In *OCEANS, 2012 - Yeosu*, May 2012.
- [COO88] C. E. COOKE. The early history of pulse compression radar-the history of pulse compression at sperry gyroscope company. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 24(6), November 1988.
- [COU05] P. COURMONTAGNE. Décomposition de signaux aléatoires stationnaires et non-stationnaires, 2005. Habilitation à Diriger les Recherches, Université de Provence AIX-MARSEILLE 1.
- [COU09a] P. COURMONTAGNE. Compression d’impulsion - limitations et erreurs induites par un non respect des hypothèses d’application -, 2009. Rapport Interne pour l’Ifremer.
- [COU09b] P. COURMONTAGNE. Contrer l’apparition des interférences générées par la transformée de wigner-ville par décomposition dct, 2009. Rapport Interne pour l’Ifremer.
- [DLF02] F.V.F. DE LIMA and C.M. FURUKAWA. Development and testing of an acoustic positioning system - description and signal processing. In *2002 IEEE Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings*, volume 1, October 2002.

- [FLA98] P. FLANDRIN. *Temps-fréquence*. Hermes Sciences Publicat., 2e édition rev. et corr édition, June 1998.
- [GUI64] L. GUIEYESSE, P. et SABATHE. *Acoustique sous-marine*. 1964.
- [GZI12] I. X. GAO, F. ZHANG, and M. ITO. Underwater acoustic positioning system based on propagation loss and sensor network. In *OCEANS, 2012 - Yeosu*, May 2012.
- [HAN06] H. HANG. Study and simulations on CFAR detection in pulse doppler radar processor. In *7th International Symposium on Antennas, Propagation EM Theory, 2006. ISAPE '06*, October 2006.
- [HMP⁺03] D. HOUSER, S. MARTIN, M. PHILLIPS, E. BAUER, T. HERRIN, and P. MOORE. Signal processing applied to the dolphin-based sonar system. In *OCEANS 2003. Proceedings*, volume 1, September 2003.
- [HOF01] F.X. HOFELE. An innovative CFAR algorithm. In *Radar, 2001 CIE International Conference on, Proceedings*, 2001.
- [IXS10] IXSEA. Ixsea, consulté en 2010. <http://www.google.com/>.
- [JCB11] G. JULIEN, P. COURMONTAGNE, and M. E. BOUHIER. A comparison between the classical pulse compression and the improved WV-SMF-PC on ifremer sea trials signals. In *OCEANS, 2011 IEEE - Spain*, June 2011.
- [KAL60] R.E. KALMAN. A new approach to linear filtering and prediction problems. *Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering*, 24, 1960.
- [KAY93] S. M. KAY. *Fundamentals of Statistical Processing, Volume I : Estimation Theory*. Prentice Hall, 1 edition, March 1993.
- [KAY98] S. M. KAY. *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume 2 : Detection Theory*. Prentice Hall, 1 edition, January 1998.
- [KER89] G. KERVERN. Quelles limites a l'utilisation du traitement cohérent en sonar hf? (100khz - 800 khz). *douzieme colloque GRETSI*, 1989.

- [LER73] C. LEROY. Système d'ancrage dynamique du pelican. In *Quatrième colloque sur le traitement du signal et ses applications*, mai 1973.
- [LJK11] H. LEE, J. W. JUNG, and Y. H. KIM. A design of phase nonlinear chirp waveform using FPGA for pulse compression radar. In *2011 3rd International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR)*, September 2011.
- [LUR98] X. LURTON. *Acoustique sous-marine : Présentation et applications*. Ifremer, 1998.
- [MAM81] M. MAMODE. Estimation optimale de la date d'arrivée d'un écho sonar perturbée par l'effet doppler ; synthèse de signaux "large bande" tolérants, 1981. Thèse de doctorat.
- [MAX04] J. L. MAX, J. et LACOUME. *Méthodes et techniques de traitement du signal*. Dunod, 5e edition, March 2004.
- [MOR02] J. L. MORI. Prise en compte de l'environnement en sonar actif, 2002. Thèse de doctorat.
- [OB97] H. OEHLMANN and D. BRIE. The reduced-interference local wigner-ville distribution. In , *1997 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997. ICASSP-97*, volume 5, April 1997.
- [PEN10] S. PENNEC. Amélioration de la précision des systèmes de positionnement à base ultra-courte en acoustique sous-marine, 2010.
- [PIC61] A. PICINBONO, B. et BLANC-LAPIERRE. *Propriétés statistiques du bruit de fond*. Masson et Cie Chartres, impr. Durand, 1961.
- [POY12] A. T. POYIL. *Time Frequency Analysis : Using Wigner Ville Distribution and Variants*. LAP Lambert Academic Publishing, June 2012.
- [REF93] P. REFREGIER. *Théorie du signal : Signal, information, fluctuations*. Dunod, 1ere édition edition, March 1993.
- [RMF⁺12] J. ROUYER, S. MENSAH, E. FRANCESCHINI, P. LASAYGUES, and J.-P. LE-FEBVRE. Conformal ultrasound imaging system for anatomical breast inspection. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 59(7), July 2012.

- [SG12] J.A. SIMMONS and J. E. GAUDETTE. Special section on biologically-inspired radar and sonar systems - bbiosonar echo processing by frequency-modulated bats. *IET Radar, Sonar Navigation*, 6(6), July 2012.
- [SKM05] S. SALEMIAN, H. KEIVANI, and O. MAHDIYAR. Comparison of radar pulse compression techniques. In *IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2005. MAPE 2005*, volume 2, August 2005.
- [SSB11] N. SAULIG, V. SUCIC, and B. BOASHAS. An automatic time-frequency procedure for interference suppression by exploiting their geometrical features. In *2011 7th International Workshop on Systems, Signal Processing and their Applications (WOSSPA)*, May 2011.
- [TPH11] S. TSHE, D. PURIK, and S. H. HAN. Range resolution improvement of pulse compression radar. September 2011.
- [TRE01] H. L. Van TREES. *Detection, Estimation, and Modulation Theory Part III : Radar-Sonar Signal Processing and Gaussian Signals in Noise*. John Wiley & Sons Inc, reprint edition, October 2001.
- [UAP97] M. ULIANA, F. ANDREUCI, and B. PAPALIA. The navigation system of an autonomous underwater vehicle for antarctic exploration. In *OCEANS '97. MTS/IEEE Conference Proceedings*, volume 1, October 1997.
- [VC04] T.-T. VAN CAO. A CFAR thresholding approach based on test cell statistics. In *Proceedings of the IEEE Radar Conference, 2004*, April 2004.
- [VER08] A.K. VERMA. Variability index constant false alarm rate (VI-CFAR) for sonar target detection. In *International Conference on Signal Processing, Communications and Networking, 2008. ICSCN '08*, January 2008.
- [VIC98] K. VICKERY. Acoustic positioning systems. new concepts-the future. In *Proceedings Of The 1998 Workshop on Autonomous Underwater Vehicles, 1998. AUV'98*, August 1998.

- [WEN09] Tan WENQUN. Definition and properties of smoothed pseudo polynomial wigner-ville distribution. In *2009 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)*, volume 3, December 2009.
- [WOO80] P. M. WOODWARD. *Probability and Information Theory With Applications*. Artech House, new edition edition, December 1980.
- [ZAK91] GUIGAL A. ZAKHARIA, M. E . Etude et description de signaux tolérants à l'effet doppler variable. *Treizième colloque GRETSI*, 1991.

Grégory JULIEN

Im2np, Equipe Signaux et Systèmes

Filtrage Stochastique et amélioration des performances des systèmes de positionnement d'engins sous-main en milieu bruyant.

Le positionnement d'un engin sous-marin s'appuie sur des systèmes dits "acoustiques". Ces derniers renseignent la position relative de l'engin immergé par rapport au navire support. Les performances de ces systèmes sont définies en termes de limite de portée et de précision. Le principe de ces systèmes repose sur les notions de distance-métrie et de goniométrie, qui s'appuient toutes deux sur l'estimation du temps de propagation et donc de la date d'arrivée du signal utile. Cela est classiquement réalisé par une opération de Compression d'Impulsion. Cette technique qui est largement utilisée dans les domaines du SONAR, RADAR et imagerie bio-médicale, repose sur une application sous-optimale du Filtrage Adapté. Ces trois années de thèse, ont donné naissance à de nouvelles méthodes de Compression d'Impulsion qui permettent d'améliorer les performances des systèmes de positionnement sous-marin. Pour ce faire nous avons travaillé sur l'extension des hypothèses d'application de la Compression d'Impulsion afin de s'approcher le plus possible de l'optimalité lors d'application pratiques.

Mot clés : Compression d'Impulsion, Filtre Adapté Stochastique, Temps-Fréquence, SONAR, Décomposition Atomique, Acoustique Sous Marine, Détecteur à taux constant de fausse alarme, Wigner-Ville.

Stochastic Filter and underwater vehicles positioning systems improvement in noisy environment

The underwater vehicles positioning is based on acoustic systems. These systems provide us the relative position of the immersed submarine to the carrier ship. The systems performances are defined in terms of precision and slant range. The positioning systems use concepts like distance measurement and goniometry, both based on the Time Of Arrival estimation of the useful signal, which is classically performed by a Pulse Compression. This technique, widely applied on SONAR, RADAR and bio-medical imaging, is a sub-optimal application of the Matched Filtering. After these three years of work, we had obtained new methods of Pulse Compression that allow to improve the performances of the acoustic positioning systems. These new techniques are based on an expansion of the application assumptions of the Pulse Compression to reach, as well as possible, the optimality.

Keywords : Pulse Compression, Stochastic Matched Filter, Time-Frequency, SONAR, Atomic Expansion, Constant False Alarm Rate detectors, Wigner-Ville.